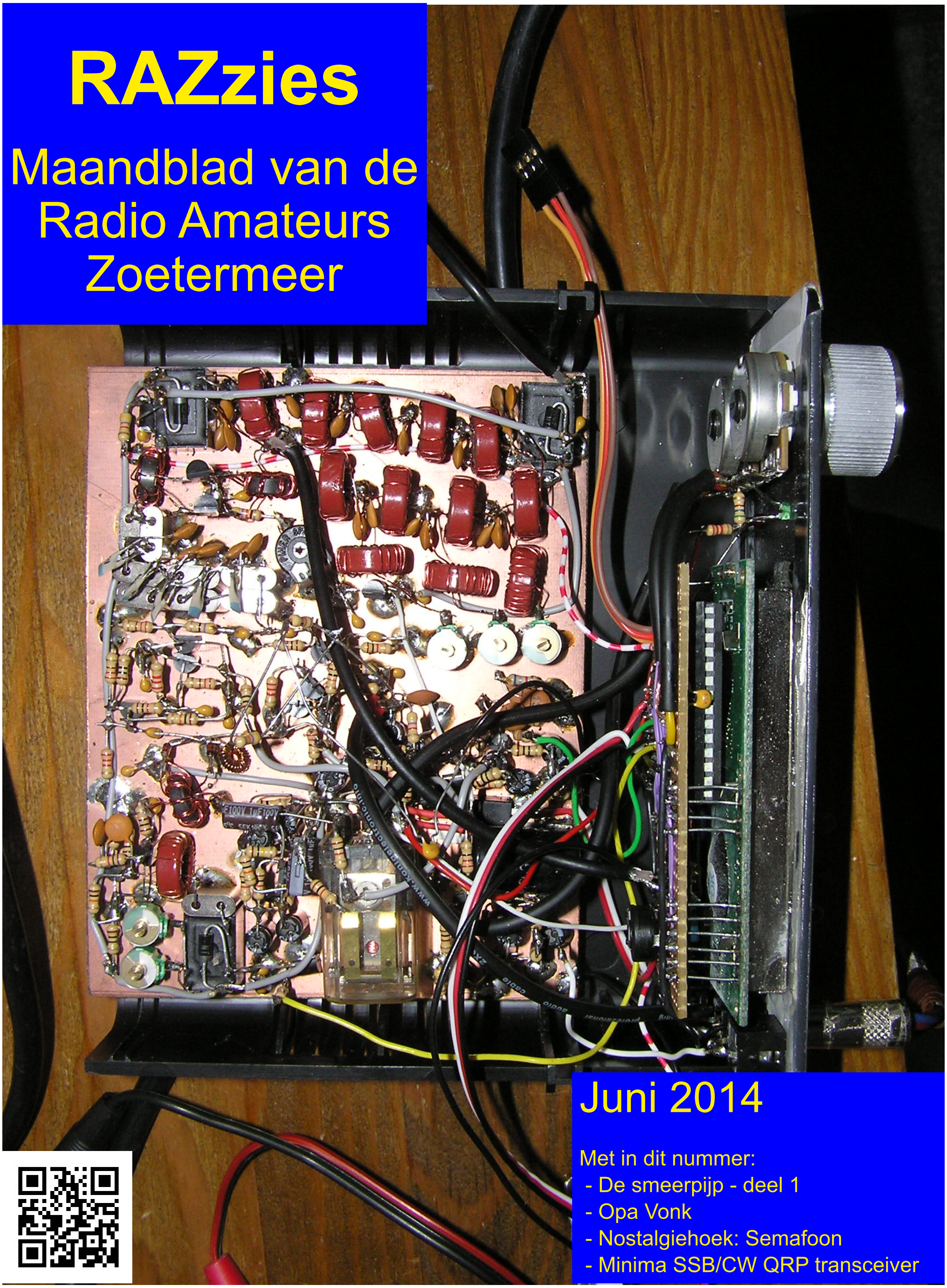
RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Juni 2014

Met in dit nummer:

- De smeerpijp - deel 1
- Opa Vonk
- Nostalgiehoek: Semafoon
- Minima SSB/CW QRP transceiver

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Inmiddels zitten we alweer in de laatste maand van dit seizoen. Voor velen van jullie komt de vakantie er aan, waarbij wellicht de set mee gaat om QRV te zijn vanaf de vakantie locatie. Wat voor antennes worden daarbij gebruikt? Daar ben ik wel benieuwd naar. Niet iedereen heeft de ruimte om een effectieve antenne te plaatsen op vakantie, zeker niet vanuit een hotel. Laat eens weten wat je vakantie opstelling is! Dat kan voor andere amateurs ook een inspiratie zijn.

Verder lees je deze maand over de eerste ervaringen met de al lang aangekondigde Minima QRP SSB-CW transceiver. Een veelbelovend apparaatje, waarvan het misschien mogelijk is om een bouwkit te maken. 160-10m voor nog geen €100 moet haalbaar zijn. Maar of het technisch en qua reproduceerbaarheid haalbaar is, moet nog blijken. Enfin, in deze uitgave alvast deel 1: de transceiver nog zonder de eindtrap.

Dan wederom een oproep om ook eens wat te schrijven voor de RAZzies. Het hoeft echt niet technisch hoogstaand te zijn of perfect geschreven; het gaat erom dat je laat zien waar je mee bezig bent, wat een inspiratie kan zijn voor andere amateurs om ook iets te proberen. Bladen als deze vallen of staan met bijdragen, en als die er niet (meer) zijn houdt het op een dag gewoon op. Onze afdeling is best actief met bouwen en experimenteren, maar het aantal projecten is eindig... Dus stuur eens wat in! De redactie maakt er wel wat moois van. Alvast een prettige vakantie!

De "Smeerpijp-11" - Deel 1

Wim Kruyf, PA0WV

Destijds, lang geleden, rond 1956, publiceerde PA0CX in Electron – het ‘orgaan’ van de VERON – een artikel waarin de “Smeerpijp” werd beschreven. Een lang nalichtend kathodestraalbuisje met een P-11 fosfor werd via buizenversterkers horizontaal afgebogen met een handbediende potmeter die op een as zat gemonteerd samen met een afstemcondensator. Die afstem-C varieerde de frequentie van een oscillator rond de 455 kHz, zeg maar + en - 20 kHz. Het oscillatorsignaal werd in een cascade dubbel lattice filter gestopt, dat opgebouwd was uit toen vlot in de dump verkrijgbare FT243 kristallen, en van de uitgang van dat filter werd middels een piekgelijkrichter de amplitude bepaald. Die amplitude zorgde voor de verticale afbuiging van de kathodestraal. Aldus kon je een middenfrequentfilter, in casu dat lattice filter, trachten af te regelen, omdat de doorlaatcurve op de smeerpijp kwam te staan als je een zwengel aan de potmeter gaf. Wel lastig, want er was geen logaritmische versterker voor de verticale afbuiging, dus dieper dan pakweg 30 dB kon je niet meten.

Mijn destijds gebouwde exemplaar van de smeerpijp heeft de tand des tijds nauwelijks doorstaan, zie foto1. Die vraagt dus nodig om een update, en

dat gaat dan gebeuren op de digitale toer, vandaar de naam van de nieuwe boreling: “Smeerpijp-11”.

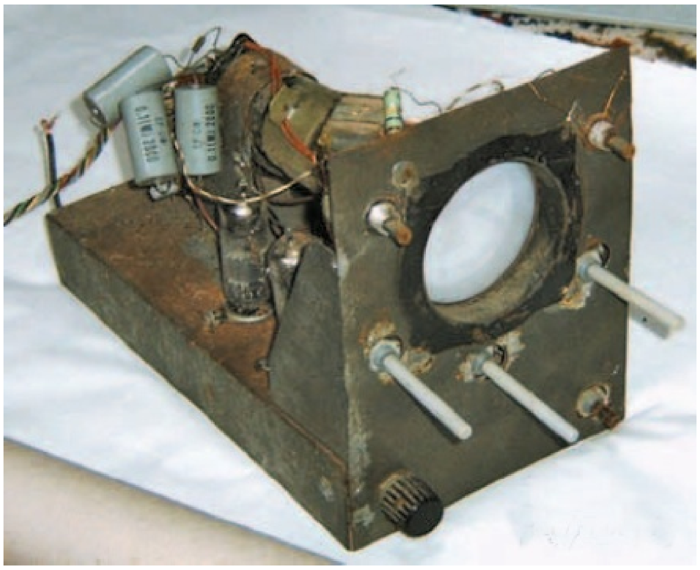


Foto 1: de antieke smeerpijp

Dit is een nabouwartikel, maar tevens neemt het u mee op de ontdekkingsreis van het realiseren van deze schakeling, een spannende en veel plezier gevende reis, die u wellicht stimuleert om ook eens aan echte zelfbouw te doen, wat een combinatie is van denken, ontwerpen, veranderen, verwonderen, meten en bouwen, zoveel mogelijk met aanwezig junkboxspul, mits de kwaliteit van je boreling daar niet onder lijdt.

Het concept ontwerp

De opzet maakt gebruik van een digitaal instelbare sinusoscillator van Analog Devices, de AD9851, met een samplefrequentie fs van 180 MHz. Die DDS (Direct Digital Synthesizer) moet gevolgd door een laagdoorlatend filter om stoorfrequenties op (180-fc) MHz te verwijderen, waarbij fc de gewenste uitgangsfrequentie is. Om op 50 $ uit te komen en om de filtercurve en de natuurlijke afval van het signaal bij toenemende frequentie fc volgens Si(π*fc/fs) te compenseren, is een in verzwakking regelbare versterker erachter vereist, waarvoor het Analog Devices type AD8321 geschikt is. Die is zelfs regelbaar over 53 dB, in 71 stapjes van ongeveer 0,75 dB en in doorlaatkarakteristiek recht van DC tot 100 MHz. De AD9851 draait op een samplefrequentievan 180 MHz, zodat filters die we met de wobbulator willen meten, tot ruim 70 MHz bemeten kunnen worden, zonder hoge eisen aan het laagdoorlatende filter achter de AD9851 te hoeven stellen.

Dat alles zit reeds in een in Elektuur door PE1GIC gepubliceerde, uit twee delen bestaande Signaalgenerator (nr 10 2003). Het analoge ingeblikte deel is hier als bouwdoosje aangeschaft en in elkaar gesoldeerd om er een wobbulator mee te maken met een instelbare centraalfrequentie en instelbare sweep. De print is heden nog leverbaar bij Elektor onder nummer 020299-1 en benodigd omdat SMD IC’s zonder print uiterst moeilijk zijn aan te sluiten.

Detectie van het uitgangssignaal na het te meten filter, oftewel het DUT (device under test), gebeurt door eveneens een IC van Analog Devices, AD8307, die een logversterker en detectiefunctie heeft over ruim 90 dB. Je kunt daardoor een verticale schaal op de display hebben die logaritmisch over 90 dB de filtercurve laat zien, dus 10 dB/div verticaal, en horizontaal lineair de frequentie.

Voor de display kan het makkelijkste gebruik worden gemaakt van een scope met XY-inputmogelijkheid. De bandbreedte van de laagfrequentsignalen die aangeboden worden aan de scope is maar een paar honderd Hz, dus vrijwel elk exemplaar, hoe simpel ook, volstaat, mits de X- en Y-afbuiging extern aanstuurbaar zijn. Je kunt er natuurlijk ook een apart 7cm kathodestraalbuisje met elektrostatische afbuiging uit de junkbox voor gebruiken, van het type dat foto 1 toont, dat je aanstuurt met een paar torren in long tailed pair (buizen mogen ook) die een paar honderd volt op de collector kunnen hebben. X- en Y-positie en de X- en Y-versterking moeten regelbaar zijn om het beeldscherm te kunnen calibreren. De ingangs-impedantie van de versterkers moet hoog (> 1 MΩ) zijn en de gevoeligheid van X- en Y-ingang moet minimaal 0,25 V/div zijn.

De AD9851 heeft een samplefrequentie van 180 MHz. Inwendig is een 12 bits DAC aanwezig, die

voor een sinusvormige omhullende van de monsterpulsen zorgt. De frequentie kan worden ingesteld met 5 bytes die serieel of parallel kunnen worden ingeklokt, waarvan er 4 stuks (32 bits) de frequentie bepalen. Het eerste byte is altijd een voorloper voor instelling van een eventuele faseverschuiving, en nog wat mode-instellingen. Het increment in afgegeven frequentie als het aangeboden 32 bits frequentiedeel van het digitale woord met 1 verhoogd wordt, is dus 180 MHz/232 en dat is ongeveer 0,04191 Hz, om precies te zijn: 9*57/224 Hz (zie artikel synthesizer CQ-PA 2008 nr 3 van mijn hand voor uitleg, dat is te vinden op http://pa0wv.home.xs4all.nl/zelfbouw.html onder de link DDS).

We willen het increment bepalen voor de verhoging van de frequentie met 0,1 Hz voor de ingestelde centraalfrequentie fc van de wobbelaar, omdat we dat bedrag als kleinste instelincrement willen hebben. Zoiets is namelijk nodig als je kwartskristallen als DUT gaat bemeten. Dat increment is dan het reciproque van het berekende bedrag gedeeld door 10. Dus 223/(32*58). Dit getal hebben we nodig om bij elke op de display ingestelde frequentie fc de instelling van de AD9851 te berekenen, door die ingestelde frequentie met 10 maal dat getal te vermenigvuldigen. Dat getal is met een ad hoc geschreven C-programmaatje bepaald als binair getal, dat in hexadecimale notatie luidt: 2,62D6FCB00F. Nu is het vanzelfsprekend zo dat we liefst zo min mogelijk binaire decimalen (beter: binimalen) meenemen om rekentijden te bekorten en daarom is met een ander programmaatje vastgesteld hoeveel groepjes van 8 binimalen (bytes) je mee moet nemen, om bij een instelling van 90 MHz het theoretische maximum, niet meer dan 0,1 Hz instelfout te hebben tengevolge van de afronding. Dat blijken dan 4 bytes te zijn. Een en ander is ook wel op zijn Jan-Boeren-Fluitjes oftewel JBF te bepalen door te beredeneren dat je bij vermenigvuldiging van 90 MHz met een fout van 0,1 Hz op 1/(9E8) = 1.1E-9 nauwkeurig moet rekenen en binair zijn dat 3,32 maal zoveel binimalen, dus 30, zodat we, omdat we met hele bytes werken, op 4 bytes mantisse uitkomen. Het bewuste getal waarmee we zullen werken is aldus in hexnotatie bepaald op 2,62D6FCB.

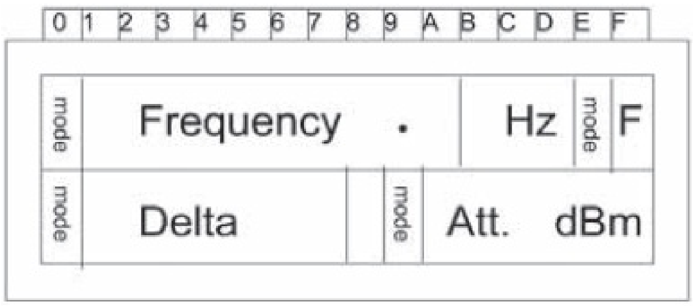
Het aantal binimalen n dat nodig is om een decimaal getal D te representeren is te berekenen uit n=log(D)/log(2). Kom je dan uit op, laten we zeggen 31,1, dan niet naar beneden afronden tot 31, maar naar 32 benodigde binimalen. Als je immers volgens berekening 31,1 levende apen in een telefooncel kan proppen, gaan er 31 levend in en geen 32.

Je kunt, als je langzaam je frequentie wilt wijzigen, wat belangrijk is bij erg scherpe filters, de smeerpijpgeheugenfunctie van een nalichtende fosfor ook digitaal bereiken door de scope om te transformeren tot een geheugenscope. Dat gebeurt dan door de meetwaarden uit de logaritmische detector AD8307 voor ten hoogste 256 frequenties, waarin de sweep in de X-richting verdeeld kan worden, te digitaliseren met een 8 bits ADC en op te slaan in het SRAM van de gebruikte Atmel processor AT90S8515 die met 512 bytes SRAM daar ruim voldoende gelegenheid voor biedt, en die dan periodiek ongeveer 50 keer per seconde dat plaatje afspeelt, vergezeld van een zaagtandoutput. Daar wordt verderop nog nader op ingegaan.

Een tweeregelig 16 karakter/regel LCD display op uitgangspoort B van de processor toont de benodigde instelgegevens. De bediening gebeurt door een met een MC14490 debounced actuator – een ordinair C'tje werkt wellicht ook als debouncer – en voorts met een drukknop die de mode bepaalt, zoals die ook in mijn opgemelde synthesizerontwerp zijn toegepast.

Bourne, de fabrikant van de actuator, adviseert dit IC als debouncer, inclusief de grootte van de C voor de intern opgewekte klok. Ik had het IC'tje liggen, maar de debouncing zou ook met de processor moeten kunnen gebeuren. Voor een wachtloop in de interrupt is geen tijd, omdat de display op de scope dan hapert, maar als een volgende (bounce) interrupt te snel optreedt blijkens de stand van een in de processor

aanwezige teller_1 die bij elke interrupt gereset wordt, wordt die interrupt gewoon genegeerd en dus na het resetten van de teller direct weer uit de interrupt gesprongen zonder verdere actie. Bovendien worden eventuele pending interrupts, vlak voor de interruptafhandelingsroutine verlaten wordt, gereset, omdat die, gelet op de korte duur van de afhandeling, sowieso geklassificeerd dienen te worden als resultaat van bounce. Omdat het debouncer-IC prima werkt, is dat alternatief verder niet onderzocht.



Figuur 6. Indeling van het display

Een met de modedrukknop naar 4 verschillende posities verplaatsbare * (ster) op de display geeft dan aan welke parameter op dat moment door de draaiknop van de actuator bediend wordt. Wat betreft de bounce gelden daar dezelfde overwegingen en tegenmaatregelen voor. De MC14440 kan 5 kanalen gelijktijdig debouncen, twee voor de actuator en nu de derde voor de modeknop, dus dat vergt verder geen moeite. We hebben dan (zie figuur 6 met een indeling van de display): een frequentieaanduiding van fc met 0,1 Hz resolutie; een frequentie-increment delta van fc tussen 0,1 Hz en 10 MHz per actuatorklik, een frequentie-increment van de sweep in stappen van een factor 10, over de breedte van 10 schaaldelen op de kathodestraalbuis, tussen 1 Hz en 10 MHz per schaaldeel; een dB output level van de signaalgenerator, zodat we het dynamische bereik van de logaritmische detector van +17 dBm tot -80 dBm optimaal kunnen trachten te gebruiken; een veld op de display dat aangeeft of de frequentieaanduiding op de LCD de sweep-grootte per schaaldeel of de centraal-frequentie fc is en, later in het ontwerpproces aangebracht, de meettijd per sweep is. Onder de meettijd per sweep wordt de totale tijd verstaan die gemoeid is met het opnieuw meten van de frequentieresponse van het DUT over de volle op de scopebuis getoonde sweep. Door scherpe filters kun je namelijk niet zomaar met een noodgang raak sweepen, want dan klopt de output niet meer. Uitleg volgt verderop.

Kiezen we daar sweep (S), dan verandert het veld dat de centrale frequentie aangeeft dus in de sweep in Hz/div op de scopebuis, of als je T kiest, de totale meettijd per sweep, die alle met de actuator gewijzigd kunnen worden in andere waarden van het geboden palet.

Het is niet zinvol voor de sweep elke willekeurige waarde in te kunnen stellen. Daarom heb ik aanvankelijk gekozen voor sweeps bij 256 metingen per 10 schaaldelen op de horizontale as van de oscillograaf. Dat geeft echter een vreemde waarde van 2,56 Hz per schaaldeel op het ksb-scherm (ksb is kathodestraalbuis) tot 25,6 MHz per schaaldeel in stappen van 10. Horizontaal zijn er over de breedte (10 schaaldelen) van het scopebeeld dan altijd 256 metingen, die samen dan een continue lijn kunnen vormen, die de gemeten filtercurve representeert. Na enig gereken blijkt dat als je minder dan 256 metingen, namelijk 239 stuks over de horizontale as neemt, je uitkomt op hele waarden voor de sweep namelijk 1 Hz/div tot 10 MHz/div op de ksb, als je van de minimale stapgrootte van de frequentie (0,04191 Hz) van de DDS chip gebruik gaat maken.

Door ook een nulsweep toe te laten, is het apparaat tevens als signaalgenerator te gebruiken. Er hoeft dan niet gesweept te worden en de zaagtand hoeft dan ook niet te worden afgegeven. Oppassen dat je KSB dan niet inbrandt. Oudere kathodestraalbuizen kun je daar makkelijk mee vernielen. Dat is de reden dat ik bij de 0-sweep toch een zaagtand afgeef, maar alle metingen op dezelfde frequentie fc gebeuren. Dat is dus 0 Hz/div op de buis. Het beveiligen van de buis zou overigens automatisch kunnen gebeuren, als de X-zaagtandamplitude 0 is, dat gegeven dan gebruikt wordt om het negatief op de wehnelt op te voeren.

Als de ingestelde sweep tijdens het sweepen beneden de minimale instelling van de oscillator komt, die 50 Hz is gekozen in verband met de scheidingscondensatoren, of boven de 72 MHz, dan wordt, om misinterpretatie van het beeld te vermijden, de functielijn op de beeldbuis geforceerd langs de nullijn op de beeldbuis gehouden. Dat kan door in die gebieden de oscillator uit te schakelen. Daar is geen voorziening voor op de Elektuurdoos, maar 0 Hz instelling van de DDS geeft ook het gewenste resultaat, omdat de oscillator dan fasecontinu overgaat in het afgeven van een gelijkspanning die niet door de koppelelco's heen kan. Er is ook een powerdown bit in de digitale sturing en verder is het ook mogelijk om als je buiten die meetgrenzen komt, de meting op slag in het displaygeheugen 0 te maken onafhankelijk van wat de signaaloutput is van het te bemeten filter. Dat laatste heb ik gedaan, met het gewenste resultaat. Het laden van de DDS met die frequentiewaarden buiten het meetbereik wordt dan tevens achterwege gelaten.

De aansluitingen van de blikken doos met de signaalgenerator op de controller zijn om pragmatische redenen hetzelfde gekozen als bij het meetzenderontwerp op portA en portC van de Atmel controller AT90S8515. Het voordeel daarvan is dat je, als je al eerder een meetzender hebt gebouwd, of nog gaat bouwen, je het doosje daaruit kan lenen en zo om kunt prikken met de twee bandkabeltjes.

De LCD zit op portB waarop tijdens de ontwikkeling van de software ook de in-circuit programming gebeurt, via de daartoe speciaal gemonteerde 10 pens boxed header gemerkt ICP in het schema van figuur 1. Dat eist een pentoekenning op de controller, die voorkomt dat tijdens programmeren de LCD enabled wordt. De actuator en modeknop vereisen beide een externe interrupt en zitten dus op portD aangesloten. Op PortD zat ook een jumper die de maximaal instelbare demping bepaalt, waarover verderop meer detail.

De aansturing van de meetzenderdoos

De AD9851 DDS wordt parallel aangestuurd met 5 bytes via bandkabel K1 (zie schema in figuur 1). Het eerste byte is altijd 0x01, dat staat namelijk voor een 5 bits fasehoek die 0 is, 1 bit powerdown mode op 0, een bit 0 dat aangeeft dat byte-parallel wordt gestuurd en niet serieel, en tot slot een bit op 1 dat aangeeft dat de interne clock multiplier die 30 MHz klokinput naar 180 MHz vermenigvuldigt, in moet staan.

Dan komen er 4 bytes die het 32 bits frequentiewoord vertegenwoordigen. Het meest significante eerst. Die 5 bytes worden per stuk ingeklokt door een opflank van W_Clk. En als dat voor de 5 bytes gebeurd is, dan wordt de DDS opgedragen om de nieuw geladen frequentie te gaan genereren op een opflank van FQ_UD, wat staat voor frequentie update. Bij initialisatie wordt de DDS ingesteld op 10 MHz met de 5 bytes 01 0E 38 E3 8E. Dat gebeurt door die bytes aan te bieden via port A van de microcontroller, de W_Clk op PC7, de FQ_UD puls op PC6. Voor het IC op deze wijze ingesteld mag worden, moet er na power-up eerst een Reset worden aangeboden, die actief hoog is op PC5. We zullen zien dat port A onder andere ook door een interrupt serviceroutine wordt gebruikt. Het is dus noodzakelijk om, als we een byte voor de DDS gaan laden in port A, de interrupt enable even af te zetten anders kan dat byte vervangen worden door de interruptroutine voor we het hebben kunnen inklokken in de DDS-chip.

De versterker AD8321 vereist een 9 V voedingsspanning. Deze versterker geeft tot maximaal 11 dBm af in een load van 75Ω. Met een half T-weerstandsnetwerkje en wat vermogenverlies wordt daar 50Ω van gemaakt in de Elektuurdoos, de gebruikelijke impedantie voor hoogfrequentwerk. Dat vermogen hebben we hard nodig, want de AD8307 logaritmische detector heeft voor volledig gebruik van zijn dynamic range 17 dBm als bovengrens nodig. 6

dB zijn we dus al kwijt door signaalgebrek bij passieve DUT's als meetobject.

De versterking kan digitaal worden geregeld over 53,4 dB in stappen van 0,75 dB, door binair serieel de vereiste verzwakking in te klokken via bandkabel K2. Daarbij is bytewaarde 0 maximale verzwakking en 71 de minimale. Wel even schrikken als je tijdens ontwikkeling 0 instelt, daarmee denkt maximaal signaal te zien en er

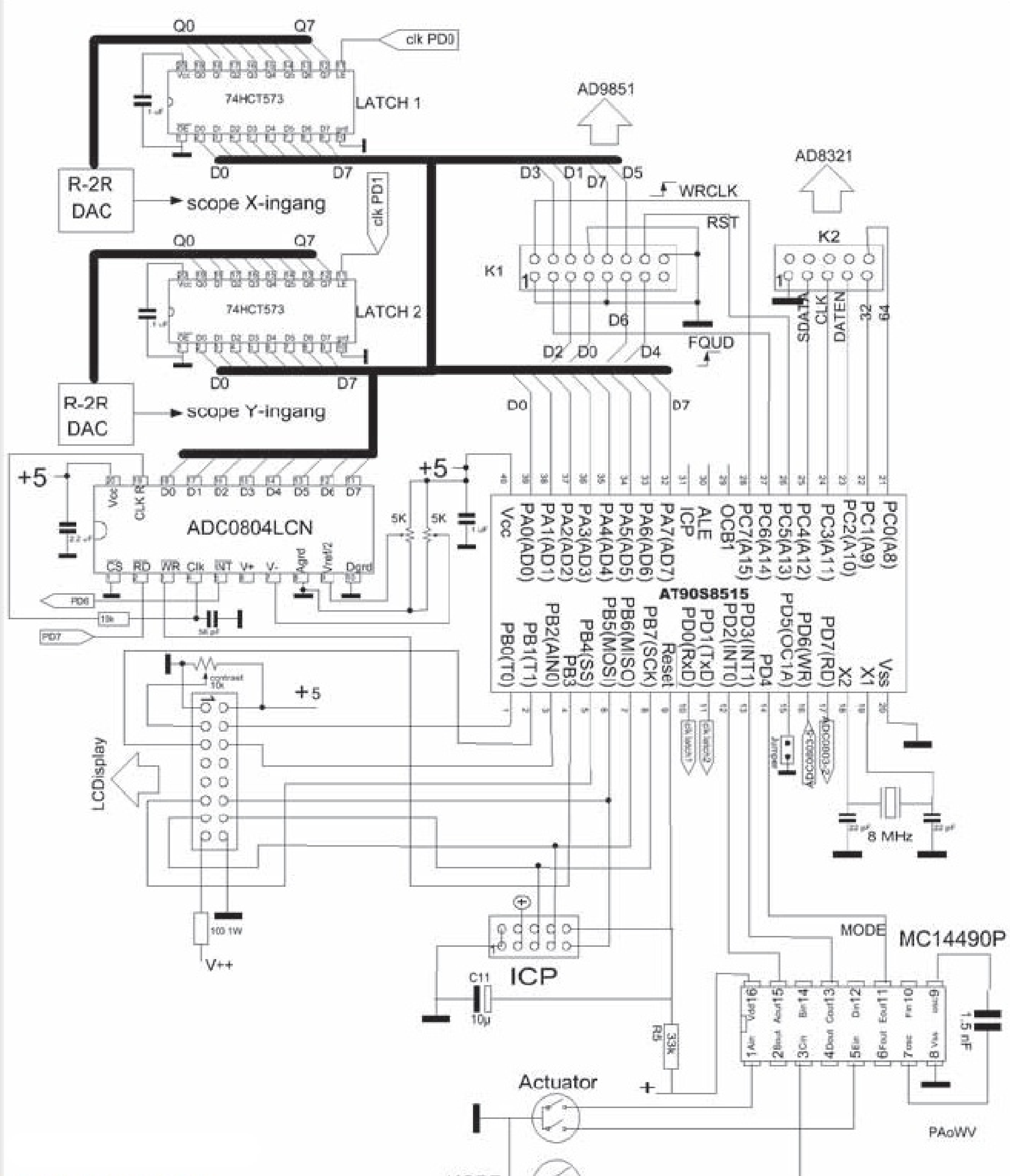


Fig. 1. De controller

komt op de scope niks zichtbaars uit de versterker, het regelt dus net andersom. Dat regelen kunnen we gebruiken om het uitgangssignaal onafhankelijk te maken van de frequentie. Kost ook weer een paar (2,4) dB. Of eigenlijk ook niet, want bij lagere frequenties uit de DDS is de versterker bij volle gain toch wat overstuurd.

De bedieningspoten voor de versterker AD8321 zijn DATEN op portbit PC2, clk op portbit PC3 en SDATA op portbit PC4. Als DATEN laag is, kaner een data byte serieel ingeklokt worden. Het in te klokken bit moetgedurende de op- en de neerflank van de klok geldig zijn. Het dempingsbyte wordt met het MSB (meest significante bit) het eerst aangeboden.Met een en ander is in de sturingssoftware rekening gehouden. Omdat de stappen slechts 0,7526 dB zijn, moet de gewenste dB-waarde met de reciproque waarde daarvan worden vermenigvuldigd, dat is het binaire getal in hexnotatie $1,54. Meer nibbles heeft geen zin, omdat het verschil buiten de 8 instellingsbits valt.

Zet je de sweep op 0, dan is het apparaat dus als signaalgenerator (meetzender is een te groot woord) te gebruiken.

Omdat de actuator en de modeknop ervoor zorgen dat de hele programmering van display, en berekenen van de ingestelde waarden, tezamen met wijziging van de DDS-frequenties de activiteit van de processor is, kan, als de sweep 0 wordt gekozen, de processor worden stilgezet. Hij ontwaakt dan weer op een interrupt, omdat je een knop bedient. Groot voordeel hiervan is dat de processor geen storingen in het meetzendersignaal geeft, wat bij het oorspronkelijke ontwerp uit Elektuur wel het geval blijkt te zijn omdat de processor in rusttoestand steeds een keyboard staat af te scannen. Daarbij bleek mij dat bij vergroten van de demping die storing niet afneemt op de uitgangsconnector, ook al was het meetzenderdoosje gesloten met een deksel en het signaalkabeltje een teflon coaxkabeltje dat met de mantel aan het blikken doosje is gesoldeerd. Experimenten met die slaapstand stuitte wel op bezwaren, want het weer ontwaken van de processor op een externe interrupt van de processor door de actuator gaat te langzaam gebeuren. Het duurt langer dan de herhalingstijd van de pulsen die de bedieningsorganen genereren. Omdat bovendien het wegvallen van de XY-sturing de display kan beschadigen, is hiervan afgezien.

Voor de wobbulator kun je, indien gewenst, op de inhoud van de blikken doos besparen door de 3 (dure) small signal relais en andere verzwakkeronderdelen weg te laten voor de 64 en 32 dB verzwakkers. Om beide keuzes open te laten was er een jumper opgenomen. Laat je die open, dan zijn de relais nodig en worden ze bestuurd en gaat de display tot -142 dBm (zinloos). Sluit je de jumper dan worden de relais niet bestuurd, zijn ze dus onnodig en kunnen ze weggelaten worden, en loopt de display tot -53 dB. Lager instellen is dan niet mogelijk. Overigens zijn die hoge dempingen toch niet werkzaam door stoorsignalen, zoals beschreven, en door overwaaien door capacitieve koppelingen in de relaisgestuurde verzwakkertrappen. Een spectrumanalyser helpt je uit de droom, als je die al mocht koesteren. De verzwakker tot 53 dB kan nuttige diensten bewijzen als je op de ingang van een versterker of mengtrap meet waarachter het filter is opgenomen. En het vormt tevens een goede controle op de verticale calibratie van de display.

Maak je gebruik van de wobbelfunctie dan moet de processor altijd blijven werken om voortdurend andere frequentiewaarden in de DDS te sturen en de zaagtand voor de horizontale afbuiging van de XY-scope te verzorgen, alsmede het SRAM periodiek uit te lezen.

Normaal gebruik ik een controller AT89S8253 voor ontwerpen, maar die heeft te weinig RAM aan boord voor de geheugenscoopfunctie. De nu gebruikte processor was in de grijpvoorraad aanwezig, en bruikbaar. De instructieset is echter niet vriendelijk. Zo moet je bij conversie van getallen de ontbrekende deelinstructie simuleren door herhaald af te trekken. Ook add

immediate instructies met en zonder carry ontbreken, en tot slot ontbreekt een atomaire instructie om de inhoud van 2 registers kruislings te wisselen, wat on the fly stelen en resetten van waarden uit een interruptroutine dan compliceert.

Aangezien alle 4 ports in gebruik zijn, zoals figuur 1 toont, te weten voor de LCD, interrupt voor de bedieningsknoppen jumper en latchklokken, en 2 ports voor de sturing van de DDS en de versterker, is er geen port van 8 bits over om de zaagtand af te geven in de vorm van 8 bit words. Daarom is om te beginnen een 8 bits latch 74HCT573P geinstalleerd, die samen met de DDS op portA staat, zodat de DDS-sturing en de zaagtand op port A gemultiplexed kunnen worden. Pen PD0 op port D klokt de 8 bits latch voor de zaagtand. Het kloksignaal bepaalt dan welk van de aangesloten functies de data op portA inslikt.

Er zou ook gekozen kunnen worden voor een 8 bits parallel output teller die geïnstalleerd wordt en dan twee besturingspennen van de controller vergt, namelijk klok en reset op 0. Mijn keuze is bepaald door dreigend gebrek aan voldoende I/O pennen en de inhoud van de junkbox. Met een verfafbrander zijn 2 latches 74HCT573 van een stel dumpprinten gesloopt. Ruikt niet gezond, en is derhalve mijn bijdrage om de AOW betaalbaar te houden. Die blijken overigens slechts 22 cent te kosten bij Conrad (bestelnummer 151335), maar dat wist ik op dat moment niet.

Een tweede latch aangesloten op portA slikt de Y-waarde in die op de scope moet verschijnen. Die wordt geklokt door PD1.

De output van de ene latch moet analoog gemaakt worden tot een zaagtand en van de andere latch moet de output tot de bijbehorende Y-waarde op de scope worden getransformeerd. Dat vereist dus voor elk een digital to analog conversion oftewel een DAC. Dat kan gebeuren door een gemonteerd R-2R netwerkje van handelsweerstanden. Uitleg staat in het artikel over de genoemde synthesizer. Figuur 3 toont de schakeling. Ik gebruikte 33k-weerstanden voor 2R en twee stuks 33k parallel voor R. Het beste kun je ze uitzoeken op gelijkheid. Je kunt natuurlijk officiële DACs gebruiken zoals de ADDAC80 die ik (tks PAoLQ) in de junkbox had liggen en die smartelijk om een toepassing riepen. Nadeel echter: je hebt + en -12 volt nodig voor de voeding ervan, ze zijn prijzig en tevens lastig verkrijgbaar voor nabouwers. Omdat we minder dan 0,1 schaaldeel op de scope niet of nauwelijks kunnen onderscheiden is de vereiste nauwkeurigheid niet zo hoog, officieel 1 % van de uitgangsspanning. De analoge uitgang wordt door de scope X-ingang hoogohmig belast. De nauwkeurigheid van R-2R volstaat dan en we hebben geen extra voeding nodig van + en -12 volt die een ADDAC80 eist. Dus daarvoor is gekozen. Het is namelijk voor dit doel een veel te goed onderdeel. Van 12 bits worden er 8 gebruikt en de aanvankelijke toepassing werd dan ook uitsluitend bepaald door de directe beschikbaarheid hier. Dus die

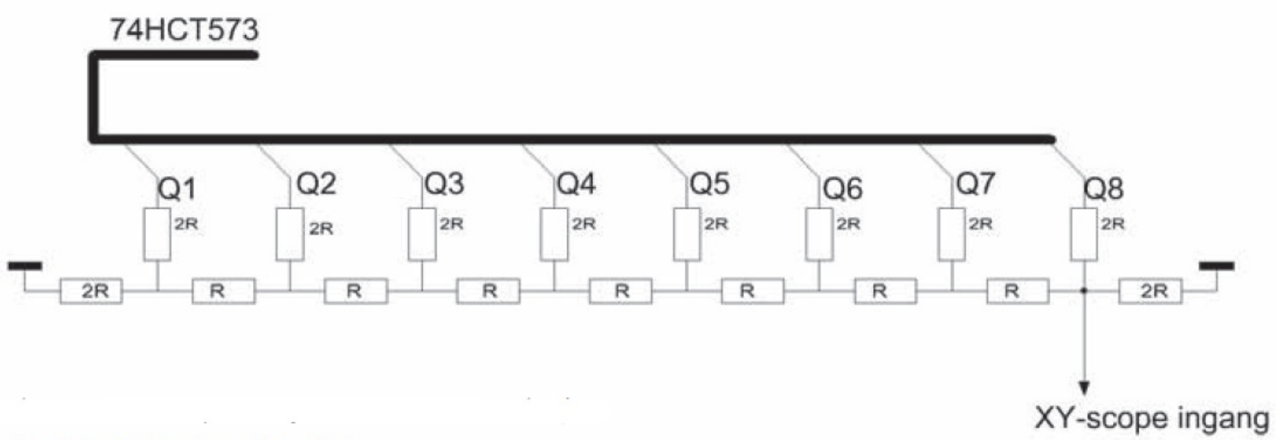


Fig. 3. R-2R DAC (2 stuks nodig)

zijn ten behoeve van nabouwers vervangen door het R-2R netwerk uit figuur 3.

DAC fout

De grootste fout in de DAC treedt op als bij een signaal 01111111 wordt overgegaan naar 1 hoger, 10000000. Twee factoren spelen een rol: de gelijkheid van de Q-outputs van de latch en de gelijkheid van de weerstanden. Voor de weerstanden heb ik 33k gebruikt omdat die hier in grote hoeveelheid op voorraad liggen sinds 1975, het geboortejaar van de Ikunullius. Deze 33k-weerstanden hebben naast 3 oranje een goud ringetje en ik meen dat dat 5 % tolerantie betekent. Het gaat niet om de absolute waarde van de weerstanden maar om de onderlinge verschillen. Ik heb daarom op het patroonbandje waar ze inzitten om de 10 stuks een merkteken aangebracht en er 100 gemeten met een meter die 4 cijfers aangeeft en dus die resolutie heeft. Die 100 metingen heb ik in een programma gestopt dat ik heb geschreven in C, en dat een aantal zaken uitrekent. Elke algemene programmeertaal is geschikt voor dit soort werk. Basic dus eventueel ook. Het gemiddelde van die 100 weerstanden is (4 cijfers) 3299. De kleinste was 3229 en de grootste 3378. Dat betekent dus een tolerantie van 2,36 %. Voor 2 DAC's heb ik samen 20 stuks 2R nodig (zie de layout in figuur 4), Daarom heb ik de beste 20 die het dichtst bij het gemiddelde liggen door het programma laten bepalen. Het blijkt dat de grootste afwijking van het gemiddelde van die twintig 6 is, dat is dus 0,18 % tolerantieveld.

De overige 7 weerstanden per DAC zijn R, en bestaan uit twee weerstanden van 33k parallel. Daarvoor hebben we dus voor 2 DAC's totaal 28 weerstanden van 33k nodig. Nu is het zo dat je die kunt paren zodat als de ene delta groter is dan het gemiddelde 3299 de andere delta kleiner is, want totaal levert dat dan 3299/2 op, als delta klein is. Daarvoor is het programma verder uitgebreid om de beste 14 paren te zoeken in de overgebleven 80 weerstanden. Het blijkt dat er 18 paren zijn in de overgebleven set van 80 gemeten weerstanden die precies aan de voorwaarde voldoen dat de parallelschakeling van de twee de nominale vereiste waarde is. Er is dus zelfs reserve.

De schakeling levert, als die wordt gemonteerd zoals figuur 4 aangeeft, een breedte van 30 mm en een lengte van 80 mm op als printgebruik. Daarom zouden twee stukjes printplaat afgezaagd moeten worden waar de zaak opgezet wordt, zodat die verticaal staande op de hoofdprint gemonteerd kunnen worden. Andere methode is de weerstanden rechtop te monteren zoals figuur 5 aangeeft. Dan wordt een veel compacter geheel verkregen, en gemak dient de mens. Dat heb ik dus gedaan en foto 2 geeft een beeld van de DAC opgebouwd uit de gesorteerde weerstanden.

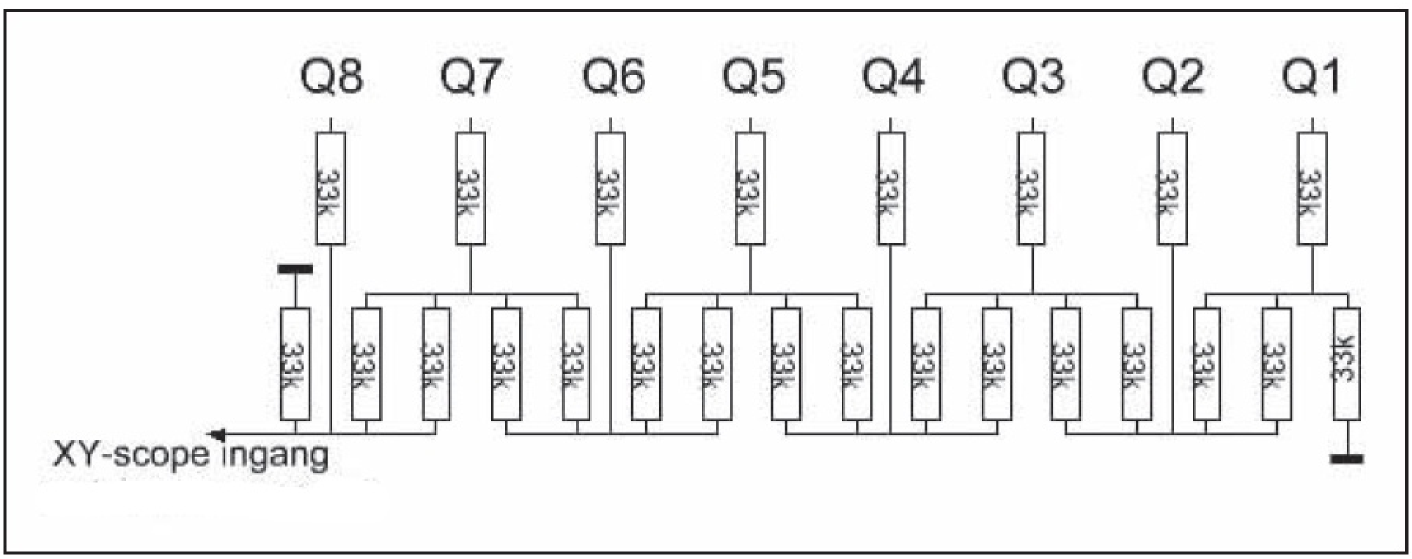
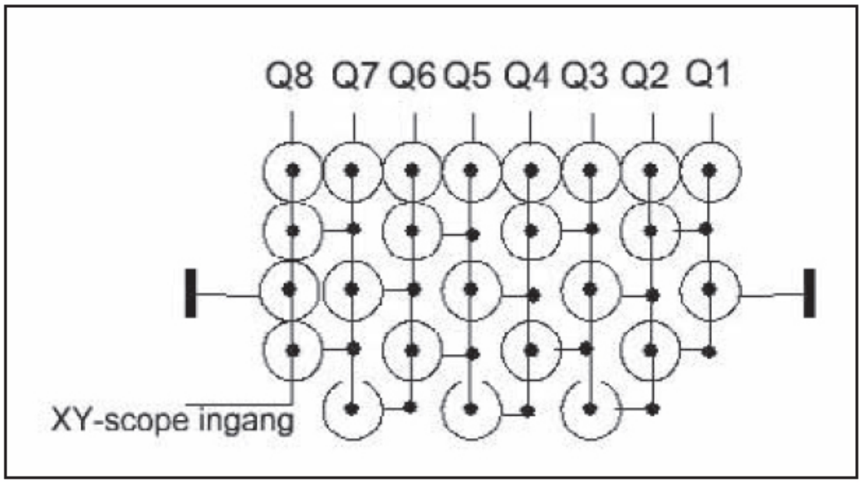


Fig. 4 DAC layout opgebouwd met 33k weerstanden



DAC met 33k weerstanden

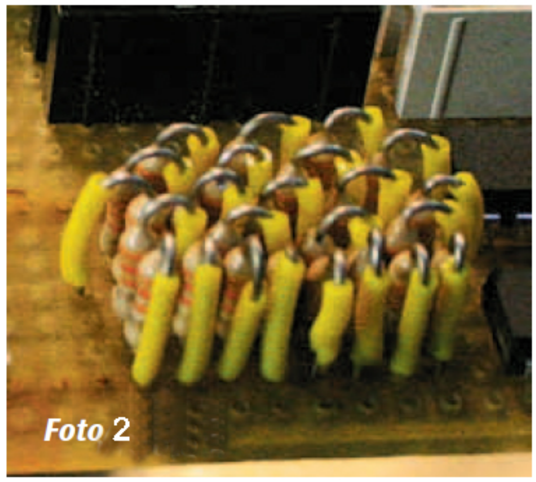


Foto 2

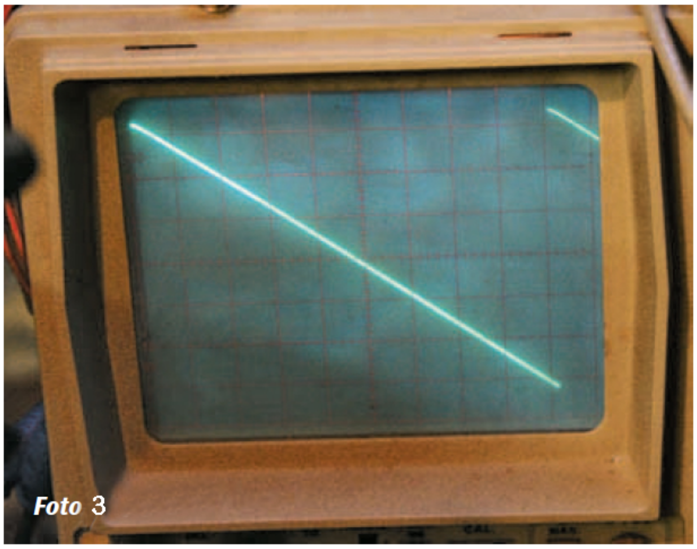


Foto 3

"The proof of the pudding is in the eating", derhalve heb ik alvorens de tweede DAC te monteren de processor geprogrammeerd op het afgeven van een zaagtand aan de DAC door een oplopende tellerstand aan te bieden. En zoals foto 3 toont is er op een scope geen onregelmatigheid te ontdekken in het oplopen van de zaagtand op de halve piekwaarde, waar de overgang van 01111111 naar 10000000 zit. Je kunt er een lineaal langsleggen. Dat nodigde dus uit om met succes de tweede DAC op de tweede latch te monteren. Ook die blijkt kaarsrecht te zijn.

PA0WV

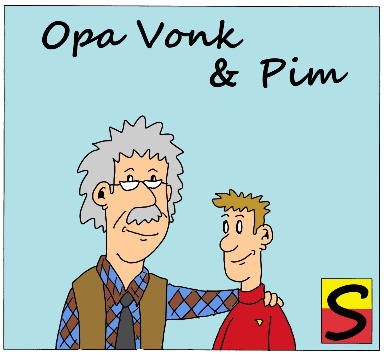


Afdelingsnieuws

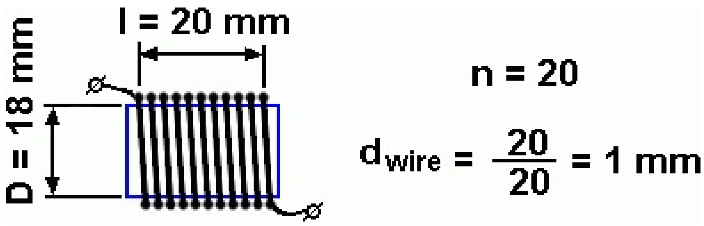
Er wordt nog steeds met man en macht gewerkt aan de Wattmeter. Momenteel zijn er nog wat oneffenheden op te lossen bij grote vermogens, maar het ziet er met de dag beter uit. Het heeft allemaal wat langer geduurd, maar beter nu veel aandacht besteden aan een goed eindproduct dan straks met een hoop problemen geconfronteerd worden uit de praktijk. Aangezien het zomerseizoen niet de beste tijd is om met projectten te starten, schuift het geheel door naar het najaar. Het geeft ons wat extra tijd om het geheel te vervolmaken.

Afdelingsbijeenkomsten

Juni is de laatste maand voor de zomerstop, dus als je nog QSL-kaarten wil inleveren of ophalen, dan is woensdag 11 juni je dag. Anders wordt het 10 september! De allerlaatste bijeenkomst voor de vakanties is 25 juni. Daarna zijn we er twee maanden even helemaal tussenuit om op 10 september de draad dus weer op te pakken. Via de RAZzies melden we nog wel de datum voor de jaarlijkse RAZ BBQ.



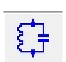
"Heb jij dat ontvangertje al af?" vroeg Opa Vonk aan zijn kleinzoon Pim, die zich overduidelijk zat te vervelen in Opa's piephok. "Eh, nee, nog niet helemaal, maar wel bijna", stamelde Pim, die niet op commentaar van zijn Opa gerekend had. "Wat is het probleem?" informeerde Opa. "Ik moet de spoel nog wikkelen. Maar dat is moeilijk". Opa zuchtte eens diep. "Een beginnersvooroordeel", zei hij. "Wat is er moeilijk aan het wikkelen van een spoel?" Pim ging eens even verzitten, en somde toen op: "Wat voor draad moet ik gebruiken. Hoeveel draad moet ik gebruiken. Hoe dik moet het draad zijn. Hoeveel windingen moet ik erop leggen. Wat is bifilair. Net zoiets als trifilair? Aan welke kant begin ik. Moet ik linksom of rechtsom de draad eromheen draaien. Moet ik een kern gebruiken. Hoe maak ik een spoelvorm. Maar U gaat me vast vertellen dat het allemaal héél eenvoudig is", zuchtte Pim. "Ik ga niet zeggen dat het eenvoudig is. Maar wel dat het allemaal enorm meevalt als je je huiswerk een beetje doet - maar dat is niet jouw sterktste kant", zei Opa met een knipoog. "Ik hoef je niet uit te leggen dat een spoel wikkelen met 2 millimeter dik draad om een 5mm plastic vormpje niet echt lekker gaat. Maar de praktijk is lang niet zo lastig als je zou denken. Om te beginnen staat in een schema al vaak aangegeven wat voor draad je moet gebruiken, wat voor kernmateriaal, het aantal windingen en meestal ook nog wel hoe er gewikkeld dient te worden. Bijvoorbeeld aaneengesloten, gespatieerd, gelijkmatig over de kern verdeeld, of met in elkaar gedraaide draden. We zullen eens een paar opties bekijken, zodat je niet meer zo opziet tegen het wikkelen van een spoel. Daarnaast zal ik je vertellen wat voor programmaatjes je kunt gebruiken om dingen uit te rekenen, voor zover noodzakelijk. Net zoals vroeger alles met formules en een rekenlineaal bepalen is gelukkig niet meer nodig". "Rekenlineaal?", vroeg Pim met gefronste wenkbrauw. "Een soort app zonder telefoon of batterijen waarmee je dingen kunt uitrekenen. Van voor jouw tijd. Google er maar eens op", zei Opa. "Laten we eerst eens kijken naar wat voor wikkelmethoden er zijn. Voor de zelfinductie van een spoel zijn een paar dingen van belang. De belangrijkste zijn spoeldiameter en spoellengte. Als je aaneengesloten wikkelt, dus de wikkelingen tegen elkaar aan, dan wordt de spoellengte mede bepaald door het aantal windingen. Elke winding komt er immers een draaddikte bij de spoellengte.

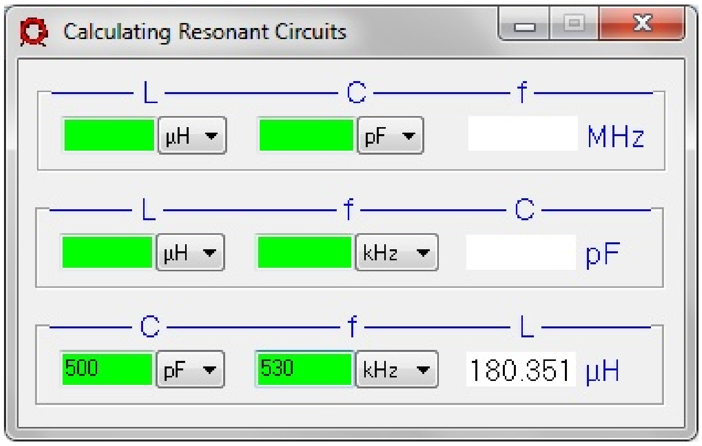


In bovenstaand plaatje zie je wat ik bedoel. De spoeldiameter is 18mm, en de lengte van de spoel is 20mm. Als ik dan 20 windingen moet leggen, dan moet de draaddiameter 1mm zijn om aaneengesloten te kunnen wikkelen." "Moet je dan aaneengesloten wikkelen?", vroeg Pim. "Nee, je kunt bijvoorbeeld ook dunner draad gebruiken, mits je de windingen maar verdeelt over die spoellengte, want die is belangrijk. Maar daarmee maak je het jezelf niet makkelijk. Wat je wel kunt doen, is bijvoorbeeld wikkelen met twee draden van 0,5mm tegelijk. Als je klaar bent, wikkel je 1 winding af en de overgebleven winding ligt dan keurig gespatieerd op de vorm. Maar het vereist enige handigheid om ervoor te zorgen dat de overgebleven wikkeling er niet afspringt. Je kunt dus beter de draad zó kiezen, dat je tegen elkaar aan kunt wikkelen.

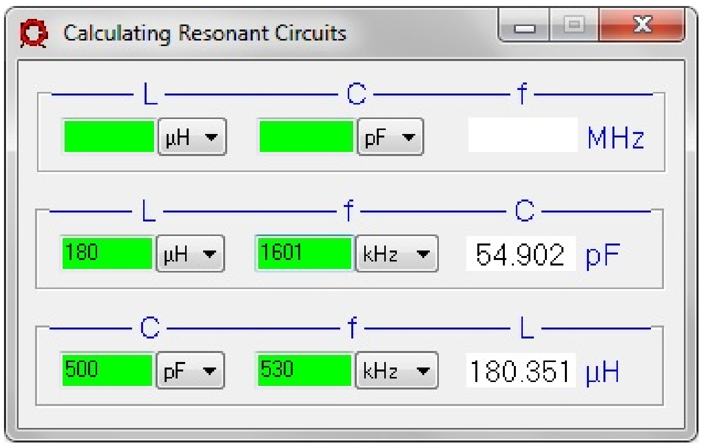
Zonder de formules te kennen, is het wel handig om een paar dingen te weten over spoelen. Zo neemt de zelfinductie toe met het kwadraat van het aantal windingen. Dus twee keer zoveel windingen betekent vier keer zoveel inductie. Daarnaast lijden spoelen aan het "skin effect", letterlijk "huid effect", waarbij de hoogfrequent stroom niet gebruik maakt van de gehele geleider, maar alleen van de randen. De stroom dringt dus niet diep door in de geleider, waardoor de weerstand voor HF relatief groter is

dan voor gelijkstroom. En er bestaat zoiets als wervelstromen; stromen die ontstaan in geleiders waar de stroomvoerende draad heel dicht langs loopt. Vandaar dat de Engelsen dat Proximity effect noemen. Die stromen kunnen ontstaan in kernen van transformatoren - en daarom worden die vaak opgebouwd uit lamellen, waardoor geen gesloten stroomkring kan ontstaan - maar ook in windingen van een wikkeling onderling. Ook daardoor ontstaat meer weerstand dan je zou verwachten, wat de Q, ofwel Kwaliteit (van het Engelse Quality), niet ten goede komt. Tenslotte is er nog zoiets als parasitaire capaciteit. De windingen onderling bouwen lading op, en door de isolatie gedraagt zich dat als een condensator. Bij voldoende parasitaire capaciteit kan een spoel dus in resonantie komen met deze capaciteit, met onvoorspelbare of zelfs desastreuse gevolgen. Bij buizenzender bijvoorbeeld, als de anode smoorspoel in resonantie raakt, vormt deze een parallelkring op de resonantiefrequentie, en dus een oneindige impedantie. Alle HF energie wordt dan door het schermrooster opgenomen, waardoor deze oververhit raakt. Uitermate onwenselijk dus.

Maar laten we eens kijken naar een stukje gereedschap voor het berekenen van spoelen. Zelf gebruik ik bijna altijd de Ring Core Calculator, welke op internet makkelijk te vinden is. Je zou zeggen dat dit programma alleen voor het berekenen van zelfinducties met ringkernen is, maar niets is minder waar. Je kunt er ook resonantiefrequenties en luchtspoelen mee berekenen. Stel dat je een spoel wilt maken voor de AM omroep band. Die loopt van 526,5-1605,5kHz. Dat heeft met de kanaalspatiëring van 9kHz te maken. Afstemtechnisch is dat dus van 530-1601kHz. Heb je een standaard omroep-afstem-C dan is daarvan de maximum capaciteit 500pF. Daarbij is de frequentie dan het laagst, dus bij 530kHz. Laten we dat eens invullen in de 'Calculating Resonant Circuits' optie van de calculator (het  symbool boven in beeld).
Je weet de capaciteit en de frequentie, dus gebruik je de onderste invoervelden:

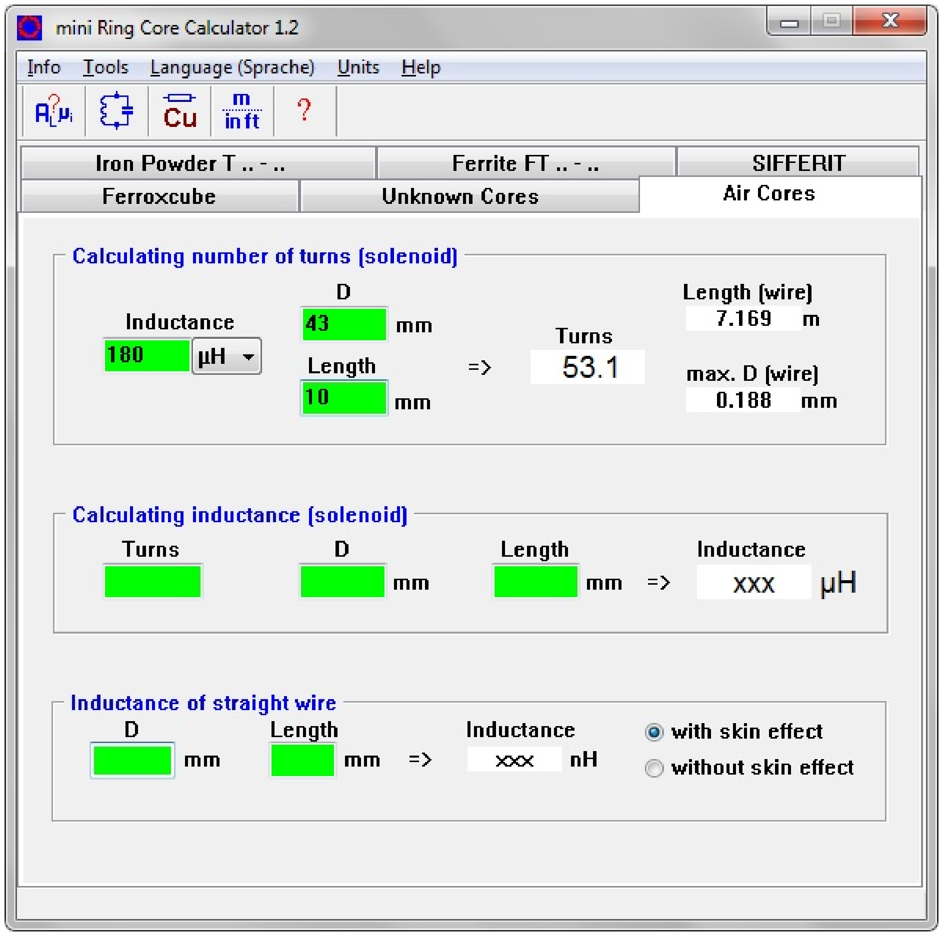


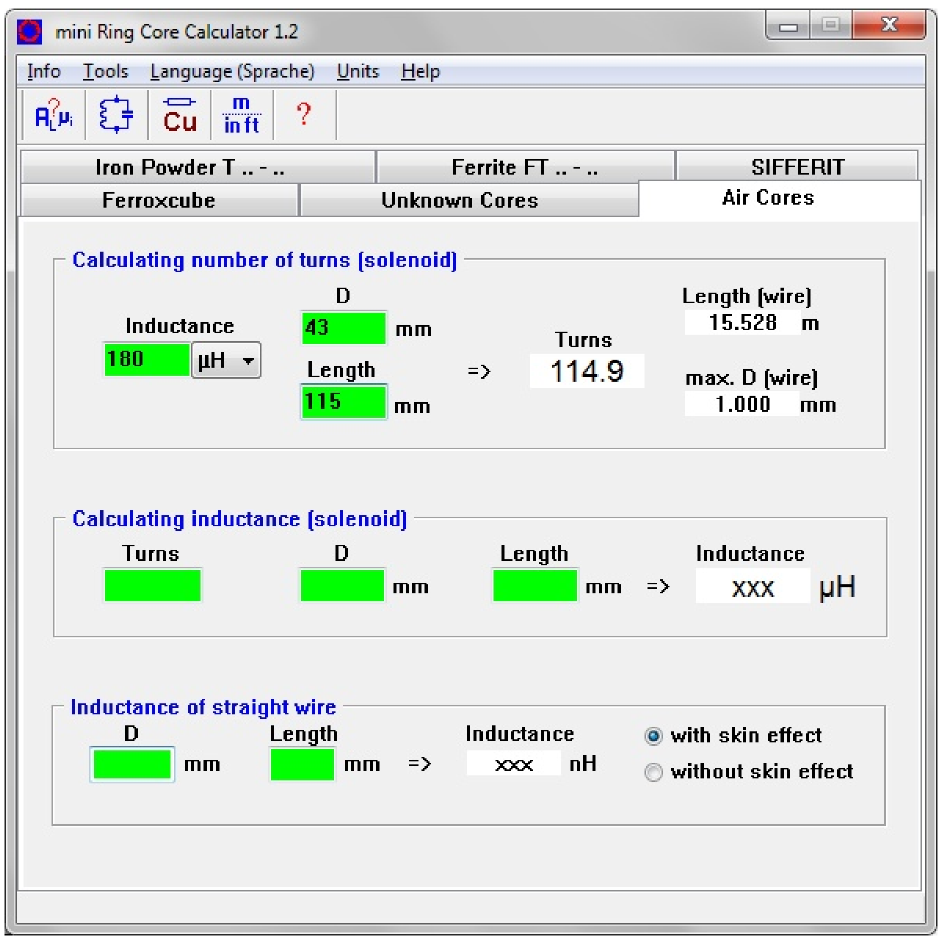
Het programma geeft je de bijbehorende zelfinductie: 180uH. Nu is het leuk om eens te kijken wat de afstemcondensator dan moet zijn bij de hoogste frequentie van 1601kHz, dus vullen we de zelfinductie en de frequentie in op de tweede regel met invoervelden:



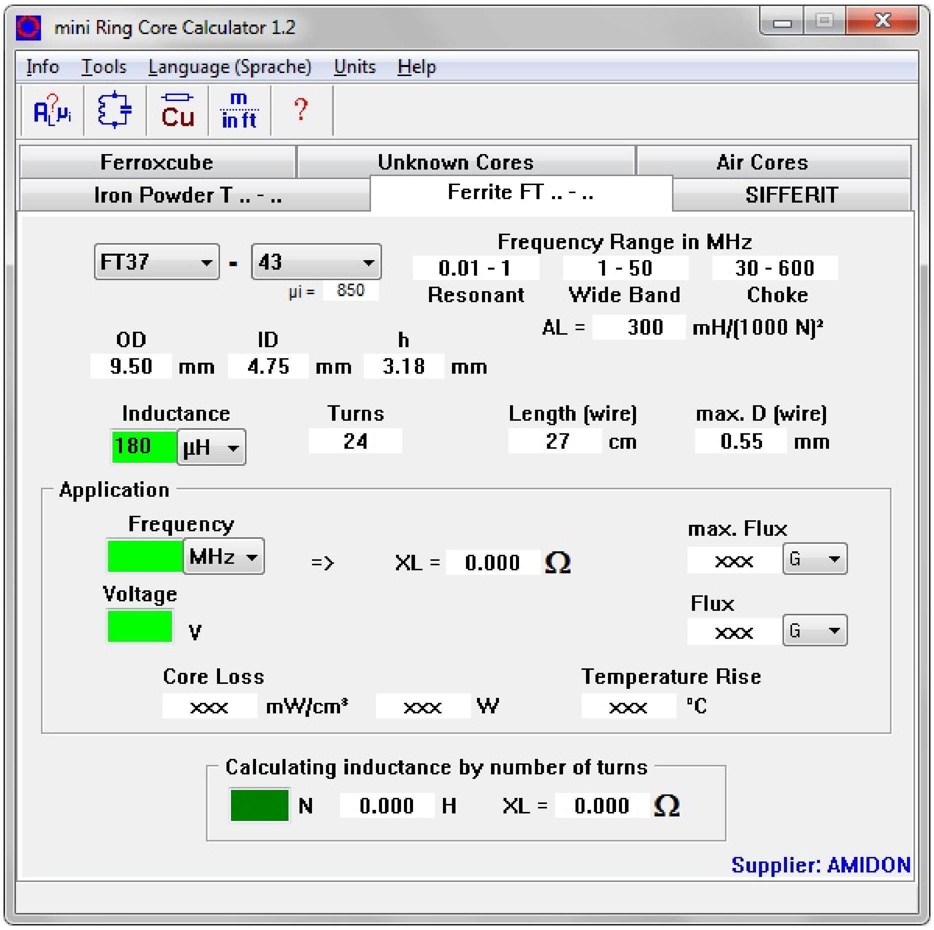
Je ziet dat de hoogste frequentie gehaald wordt bij een capaciteit van ongeveer 55pF. Dat ligt makkelijk in het bereik van de omroep-C, die vermoedelijk een laagste capaciteit heeft van ongeveer 12pF. Laten we zeggen dat we de spoel gaan wikkelen op een closetrol, net als bij de oude Radio Blan Jampot ontvanger. De diameter van een closetrol is ongeveer 43mm. De gegevens die we nu hebben vullen we in bij de 'Air Cores' tab van de calculator. De zelfinductie weet je nu, 180uH, en de diameter D is 43mm. Maar wat is de lengte? Geen idee. Ik heb hier met plastic geïsoleerd massief draad - 'schelledraad' noemde we dat vroeger - dat ik wil gebruiken. Zoals de schuifmaat laat zien, is dat draad 1mm dik. Maar ik heb geen idee wat de spoellengte moet worden. Ik vul eerst maar eens 10mm in om te zien wat er gebeurt:

Zoals je ziet, geeft hij nu een aantal windingen van 53, met een maximale draaddikte van 0,188mm. Dat is dus niet goed. Nu vergroot ik de lengte net zolang totdat deze overeenkomt met het aantal windingen, omdat ik immers een draad van 1mm heb. En zoals je op het onderste plaatje kunt zien, is dat het geval bij 115 windingen. Leg ik dus 115 windingen van 1 mm dik draad op een closetrol met een diameter van 43mm, dan heb je een spoel van 180uH. Zo bereken je een luchtspoel. Sluit je hier de afstemcondensator op aan, dan heb je een afgestemde kring die over de hele middengolf omroepband werkt. En dat zonder te rekenen. Zoals uit de rekenhulp blijkt, is de diameter en de lengte van belang, zoals ik je al vertelde. De draaddikte maakt niet uit, hoewel dikker draad een betere Q geeft en ook beter grote stromen kan verwerken. Je hoeft geen ingenieur te zijn om te begrijpen dat als je een tankkring maakt voor een 800W buizen zender, je dat niet met apenhaar moet wikkelen. Andersom, een spoeltje in de voortrappen van een ontvanger wikkel je weer niet met 2mm dik koperdraad. Dat gaat met dunner draad ook wel. Maar voor de zelfinductie maakt het dus niet uit. Bij veel zelfinducties worden geen luchtspoelen toegepast, maar spoelen met een of andere kern erin. Dat doet men omdat spoelen anders veel te groot worden. Dat zie je wel aan deze spoel: 43mm diameter en 11,5cm lang!

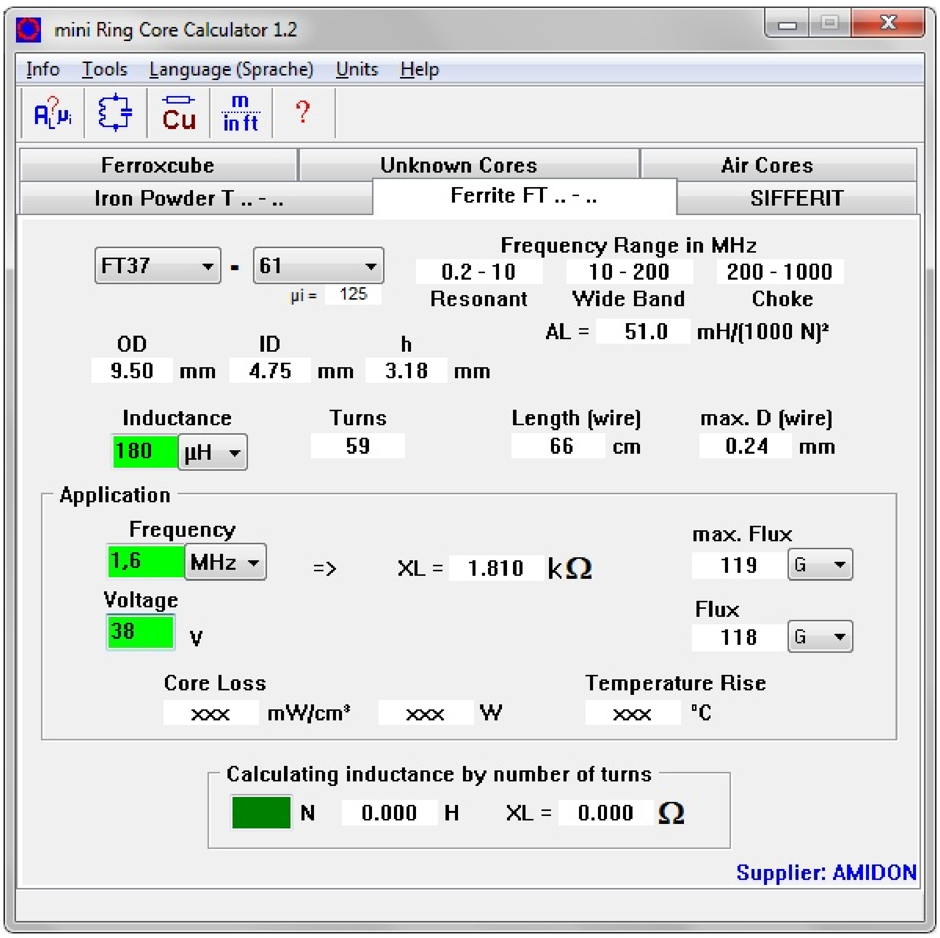




Voor dat soort grote waarden gebruikt men een kern. Van belang bij een kern is de AL waarde. Die waarde vertelt je hoeveel windingen je nodig hebt om een bepaalde zelf-inductie te bereiken. Het aantal windingen is omgekeerd even-redig met de wortel uit die AL-waarde, dus hoe groter de AL, hoe minder windingen. Er zijn een aantal kernmaterialen in omloop, waarvan poederijzer-kernen en ferrietkernen de twee meest voorkomende zijn. Ferriet heeft doorgaans een veel grotere AL dan poeder-ijzer, dus laten we eens een ferrietkern kiezen, bijvoorbeeld de veel voorkomende FT37-43; een kerntje van ongeveer 1cm doorsnede. Vullen we daar 180 uH in, dan zie je dat we maar 24 windingen nodig hebben. MAAR: kijk eens naar het fre-quentiebereik: Resonant van 0,01-1MHz. En de omroepband loopt tot 1,6MHz, dus is deze kern eigenlijk niet geschikt. Kie-zen we de volgende in de lijst, dan zien we dat die wél reso-nant gebruikt mag worden tot zelfs 10MHz. Nu zijn er door een lagere AL-waarde echter 59 windingen nodig, waarvoor 66cm draad van maximaal 0,24 mm benodigd is. Vul je bij Application de frequentie in waarbij je de spoel gaat gebrui-ken, dan kan je door met de Voltage te spelen uitvinden waar de maximale flux wordt bereikt (en de kern in de verza-diging gaat, waardoor hij heet kan worden en zelfs stuk kan gaan). In dit geval bij 38V, en dat komt overeen met 29W als je 'm in een zender gebruikt.



Gegevens van een ringkern. OD is Outer Diameter, ID is Inner Diameter, h is de hoogte. Verder wordt de draadlengte en de maximale dikte gegeven.



Kernen worden ook wel gebruikt om transformatortjes op te wikkelen. Meestal zijn het aantal primaire en secundaire windingen gelijk, en voor een optimale signaaloverdracht worden de windingen dan 'bifilair' gelegd. Dat wil zeggen dat twee draden in elkaar gevlochten worden - of aan elkaar gebonden - en gelijktijdig om de kern gelegd worden. De koppeling en dus de energie overdracht is dan het best.



Bifilair gewikkelde transformator

Trifilair is feitelijk hetzelfde doen, maar dan wikkelen met drie draden tegelijkertijd. Het is wel zaak bij deze vorm van wikkelen om met een Ohm-meter te checken welke draden bij elkaar horen. Je moet tenslotte wel weten welke wikkeling waar zit, zeker als je ze in serie moet schakelen, wat meestal het geval is bij transformatortjes in stuurtrappen of eindtrappen.

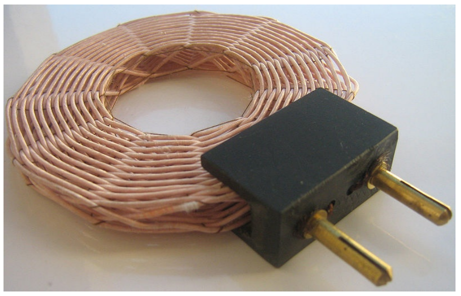
Bij ringkernen probeer je de windingen zo gelijkmatig mogelijk over de kern te verdelen. Nou kan je wel nadat de spoel klaar is, proberen om de zaak gelijkmatig te verdelen, maar met een beetje planning kom je al een heel eind. Bijvoorbeeld die 59 windingen voor de omroep band. Rond het getal af naar het dichtstbijzijnde veelvoud van 4 en deel daarna het aantal windingen door 4. Hier dus 15. Als je 15 windingen hebt gelegd, moet je op een kwart van de kern zijn. Ben je veel verder, dan ga je het niet halen. Heb je nog ruimte over, dan moet je dus wat meer ruimte tussen de windingen houden. Op die manier kan je de zaak mooi verdelen zonder aan het eind onaangenaam verrast te worden.

Soms wordt geen gebruik gemaakt van massief draad, maar van een draad dat samengesteld is uit een heleboel fijne draadjes die in elkaar gevlochten zijn. Dat heet Litze draad en wordt op HF gebruikt om het skin-effect tegen te gaan. Zie dit spoeltje:



Het is dan heel belangrijk dat alle draadjes ook daadwerkelijk vertind worden, anders doet er een draadje niet mee in de spoel en dat kan de Q nadelig beïnvloeden. Het uiteinde wordt dan wel op een aspirientje gelegd en dan met de soldeerbout vertind. Dat klinkt gek, maar de chemicaliën in het aspirientje lossen de afscherming van de litze draadjes op en zo zijn deze makkelijk te solderen.

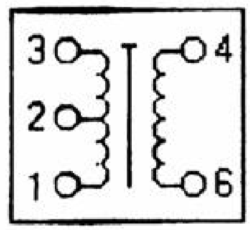
Let ook op de manier van wikkelen van dit spoeltje: enigszins kruislings. Daarmee worden de wervelstromen en parasitaire capaciteit gereduceerd. Zo worden ze niet meer gemaakt, evenals de honingraat spoelen voor kristalradio's:

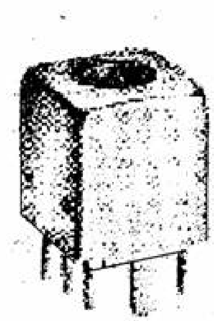


Heb je stevig koperdraad, zo vanaf 0,5mm doorsnede, dan laat een luchtspoeltje zich ook uitstekend wikkelen op een boortje. Neem de boor een halve millimeter kleiner in diameter dan je uiteindelijk wil, zodat je op de juiste diameter uitkomt als de wikkeling enigszins terugveert. Dus voor een spoel van 8mm neem je een 7,5mm boor. Leg de windingen naast elkaar en als je klaar bent, trek je de boor eruit en heb je een keurige spoel.

Dan zijn er ook kant en klare spoelen te koop. Van die blikjes met een kerntje erin. Wist je trouwens dat er twee soorten kerntjes zijn? Je hebt ferrietkerntjes, waarbij de inductie toeneemt als je ze verder in de spoel draait. Maar er zijn ook spoelen met messing kerntjes, waarbij de inductie juist afneemt bij indraaien!

Dat komt omdat een messing kerntje eigenlijk een kortgesloten winding vormt, en dat verlaagt de zelfinductie. Maar goed, de bekendste complete spoelen zijn die van TOKO. En binnen de TOKO serie is de SKANK reeks weer de bekendste. De aansluitingen zijn als volgt:





Hier vind je wat gegevens van deze serie:

Type KANK	1-2	2-3	1-3	4-6	Zelfind. µH	Q
3333	14 w	41 w	55 w	14 w	45	60
3334	7 w	11 w	18 w	3 w	5,5	85
3335	4 w	4 w	8 w	2 w	1,2	85

Uit deze tabel blijkt de wikkel- en dus de transformatie-verhouding, en daarnaast wordt de zelfinductie gegeven. Aan de hand daarvan kan je dan weer uitrekenen wat voor capaciteit er overheen moet om de zaak op een bepaalde frequentie in resonantie te krijgen. Met dit soort spoelen hoef je dus helemaal niet meer zelf te wikkelen. Overigens zijn dit soort spoelen ook te verkrijgen zonder wikkelingen erop, bijvoorbeeld van Neosid; dan kan je helemaal zelf bepalen hoeveel windingen je erop legt en met wat voor draad, zolang het maar binnen de behuizing past. Je hebt dan een zakje onderdelen:



Je ziet het eigenlijke spoellichaam: dat witte buisje met die pennetjes. Daar kan je dan je spoel op wikkelen. Vervolgens gaat er dan zo'n ferrietbusje overheen. Daarna wordt het geheel in het roodkoperen busje geschoven en dan wordt de ferrietkern erin gedraaid. En nog een tip: Gebruik altijd een speciale trimsleutelset voor het afstemmen van ferrietkerntjes. Die zijn ten eerste van kunststof zodat je de afstemming niet beïnvloedt. Maar nog belangrijker is dat ze een klein beetje meegeven. Het is verleidelijk om een horloge schroevendraaiertje te gebruiken, maar geheid dat je de kern dan kapot draait. Deze barst dan, en het gruis van het ferrietmateriaal komt dan vast te zitten in de groeven waarin de kern moet draaien. In de meeste gevallen moet je de spoel dan vervangen. Soms lukt het met heel veel geduld om de kern eruit te krijgen, en deze kan je er dan ondersteboven weer indraaien zodat je weer een bruikbaar schroefgat hebt. Draai je ook die kant kapot, dan is vervangen nog de enige oplossing. De Neosids zijn er voor bepaalde frequentiereeksen: bijvoorbeeld de 10K1 is voor 8-28MHz en heeft een AL waarde van 6-8 nH. Daarmee kan je dan weer in de ring core calculator uitrekenen hoeveel windingen je moet leggen voor een bepaalde zelfinductie. Voor de exacte gegevens is Google je beste vriend. En zo zijn er nog wel meer oplossingen te bedenken, maar hiermee heb ik de meest voorkomende spoelen wel gehad. Zie je er nou nog steeds tegenop om een spoel te wikkelen?" besloot Opa zijn betoog. "Het duizelt me een beetje", antwoordde Pim. "Een spoelkern moet dus geschikt zijn voor een bepaalde frequentie, maar ook voor een bepaald vermogen. Als de flux overschreden wordt, kan hij stuk gaan. Daar moet ik allemaal aan denken?". "Inderdaad", beaamde Opa. "Maar flux kan alleen een probleem worden bij vermogens. Zolang je geen eindtrappen maakt, hoef je je daar geen zorgen over te maken. En anders merk je het wel als je kern heet wordt of uit elkaar spat. In ontvangers gaat het altijd goed". "Nou, dan ga ik maar eens puzzelen met wat er in Uw junkbox ligt", besloot Pim, en nam weer plaats aan Opa's werkbank om zijn ontvanger af te maken.

Nostalgiehoek



Semafoons

Wie heeft er vroeger nog een semafoon gehad? Je kunt het je in deze tijd van miniatuur mobieltjes niet meer voorstellen, maar het was toen een absolute sprong vooruit in de tijd. Vooral voor hulpverleners en artsen was het een uitkomst. Een stukje geschiedenis: Het oorspronkelijke semafoonnetwerk kwam tot stand in de jaren 60. Het werkte met vier zenders in Nederland en België. De semafooncentrale bevond zich in Den Haag en was bereikbaar onder een nummer dat begon met 065 (vanuit België 003165).

Het semafoonnetwerk werkte met vier frequenties ('kanalen') die zeer dicht bij elkaar lagen. Deze frequenties lagen iets onder de 87,5 MHz en waren dan ook meestal te ontvangen met een gewone FM-radio. Men hoorde dan een melodietje dat ongeveer 700 ms duurde en steeds werd herhaald. Wie een afstemmeter had kon zien dat de frequentie steeds iets veranderde. Af en toe klonk er een ander melodietje - dan werd er een oproep uitgezonden.

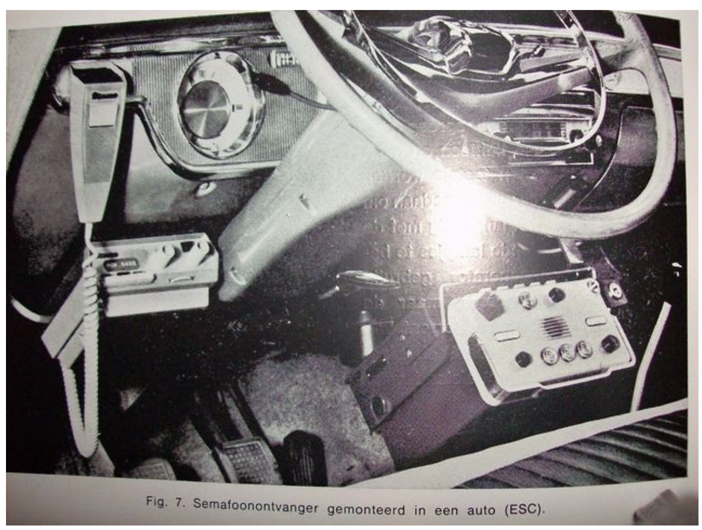
Om storing te vermijden gebruikten de vier zenders op elk moment steeds verschillende kanalen. Bijvoorbeeld: Lopik zond op een zeker moment uit op kanaal 1, Smilde op kanaal 2 en de Belgische zenders op 3 en 4. Na 700 ms koos elke zender een ander kanaal: Lopik 2, Smilde 3, en de Belgische zenders 4 en 1. Moest er een oproep worden uitgezonden voor een abonnee wiens ontvanger op kanaal 3 werkte, dan werd die oproep door elk van de vier zenders uitgezonden op een moment dat die zender op kanaal 3 uitzond.

Er waren drie ontvangers beschikbaar:

Escort, ter grootte van een koffertje
Minor, ter grootte van een pocketboek
Piccolo, ter grootte van een pakje sigaretten



De Escort en de Minor semafoons



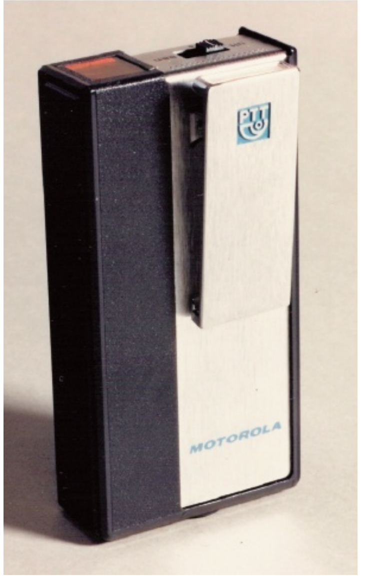
De Escort ingebouwd in een auto.

De eerste twee ontvangers hadden drie signaallampjes, gemarkeerd 1, 2 en 4. Door een of twee lampjes te laten branden, waren er zes codes mogelijk. Het model Piccolo had een 7-segments-display om een cijfer te tonen. Uw scribent heeft nog een Piccolo gehad; in de standbydienst werd de semafoon dan uit de warme broekzak op het nachtkastje gelegd en twee uur later daalde de accuspanning door de kou dan onder het kritische niveau, waardoor je per definitie altijd 's-nachts wakker werd van het lege-batterij alarm...

De Escort en de Minor decodeerden de hoogte van elk toontje. Bij een passende combinatie werd het alarm geactiveerd. De Piccolo werkte al digitaal. Je hoorde op de radio soms een soort ratel tussen de piepjes. Door op digitaal te gaan kon men meer nummers uitgeven. De Escort had een hand vol zaklantaarnbatterijen nodig, de Minor had een verwisselbaar oplaadbaar batterypack waar 5 penlight AA accu's in zaten. De Piccolo had maar één penlight nodig en werkte daar weken lang op. Ook had de Picolo een ingebouwde loopantenne terwijl de Escort en de Picolo een uittrekbare staafantenne hadden. Bekend is de foto van de vissende dokter die naast zijn visspullen een Escort heeft staan en wacht voor een oproep om naar de bevalling te komen.

De Piccolo werd door zijn afmetingen snel populair. Op 17 november 1978 schreef men daarover: "Er is zo'n grote vraag naar de piccolo, het draadloze oproepapparaatje in zakformaat, dat de PTT met een wachtlijst van 6.000 aanvragen zit. Het toestelletje dient als vervanger van de verouderde, veel grotere en zwaardere semafoon.

Het staatsbedrijf dat de piccolo's in Amerika moet bestellen, denkt evenwel er voor het eind van dit jaar 4.000 van bij de aanvragers te hebben bezorgd. De andere 2.000 zullen hopelijk begin volgend jaar kunnen worden afgeleverd, aldus heeft de voorlichtingsdienst van de PTT maandag meegedeeld.



de Piccolo semafoon

De lange wachtlijst is ontstaan doordat er veel meer vraag was naar de sinds februari in Nederland gebruikte piccolo, dan de PTT had verwacht. Vooral artsen, politie en prioriteitsgroepen hebben er belangstelling voor.

Onder de tot nu toe 4.000 afgeleverde exemplaren bevond zich wel een partij van 1.400 die niet deugde, maar die heeft de PTT inmiddels allemaal zelf kunnen repareren. Over het algemeen gezegd zal er volgens de PTT niet snel iets aan de piccolo mankeren. Eens in de twee jaar gaat er misschien iets aan stuk."

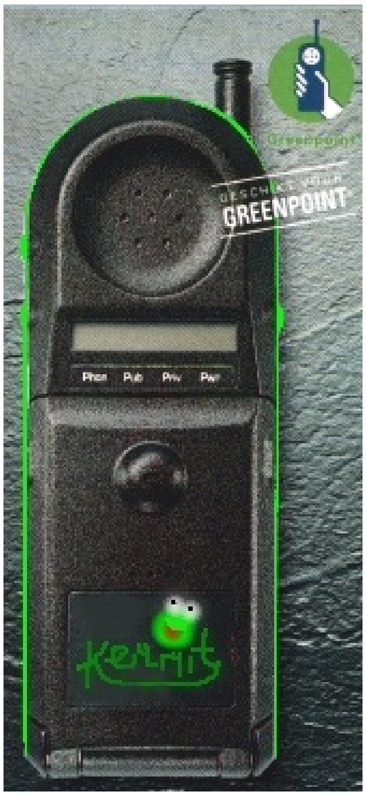
Semafoons werden tot ver in de jaren 90 veel gebruikt, maar uiteindelijk nagenoeg verdrongen door gsm-telefonie, waarmee personen rechtstreeks kunnen worden gebeld.

Als tussenvorm is in Nederland nog enige jaren het Greenhopper-netwerk door KPN geëxploiteerd. Deze toestellen functioneerden als semafoon, maar konden daarnaast in de nabijheid van een Greenpoint of van een basisstation ook als telefoon worden gebruikt. Ook deze techniek is verdwenen ten voordele van de gsm.

Greenpoint was een mobiel telefoonnetwerk van PTT Telecom (nu KPN) in Nederland. Het ging van start in mei 1992. Het was bedoeld als goedkoop alternatief voor het dure autotelefoonnetwerk.

De telefoon van Greenpoint heette Greenhopper. In de begintijd werd de naam Kermit gebruikt, naar het Muppetspersonage Kermit de Kikker. Dit bleek echter een schending van eigendomsrechten, en PTT Telecom zag zich gedwongen de naam te wijzigen.

Greenpoint is een zogenaamd Cordless Telephone type 2 (CT2)-systeem, gebaseerd op de ETSI-standaard I-ETS 300 131. Het systeem werkt digitaal. De standaard beschrijft twee soorten gebruik: privé en openbaar. Het privégebruik gebeurt met een draagbare telefoon en een basisstation in huis. Het basisstation is aangesloten op het telefoonnet. De openbare telefoonfunctie werkt in de directe nabijheid (150 meter) van een openbaar basisstation (Telepoint). In Nederland waren dat er zo'n 5000; voornamelijk gesitueerd bij postkantoren, tankstations, spoorwegstations, restaurants en parkeerplaatsen.



Kermit telefoon

Op het hoogtepunt van haar bestaan, in 1996, had Greenpoint 60.000 abonnees. In 1998 was dit aantal teruggelopen tot zo’n 20.000. Op 1 januari 1999 werd Greenpoint beëindigd.

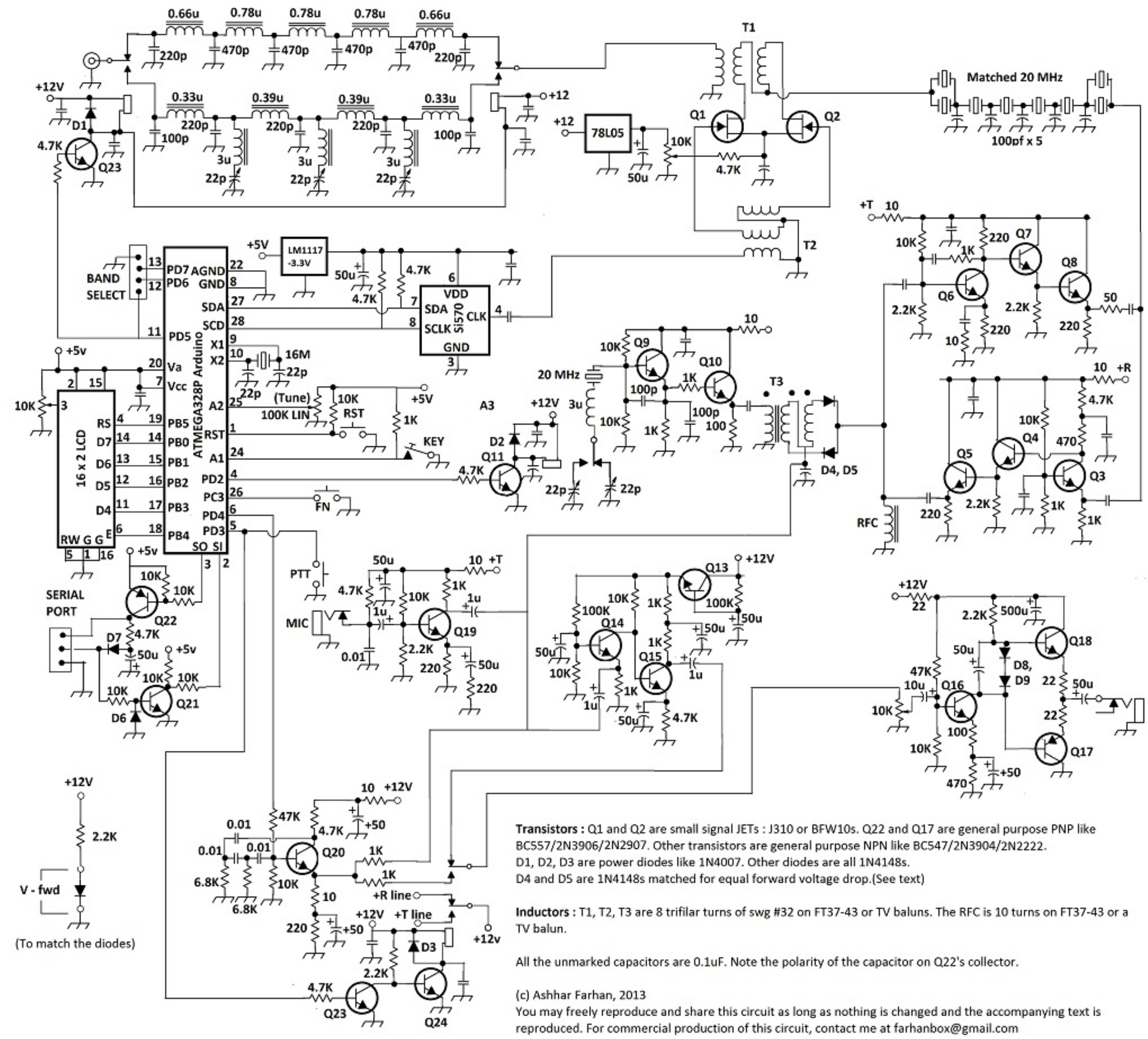
Opmerkelijk is dat, in nagenoeg alle netwerken voor de openbare functie, uitsluitend het bellen vanaf de draagbare telefoon is geïmplementeerd, hoewel de standaard wel degelijk voorziet in de mogelijkheid om naar de draagbare telefoon te bellen. Alleen in Frankrijk is in de testfase van het netwerk aldaar, BiBop, deze faciliteit ingebouwd. Wel werden vrijwel overal draagbare telefoons op de markt gebracht die uitgerust waren met een semafoon (pager) teneinde de bereikbaarheid van abonnees te vergroten.

Het succesvolst waren de CT2-systemen in Hongkong, Singapore en Canada. Maar uiteindelijk hebben ook daar de CT2-netwerken het aan het eind van de jaren negentig moeten afleggen tegen GSM voor de mobiele telefonie en DECT voor de vaste lijn.

De Minima: een all-band CW/SSB QRP transceiver voor onder de $100

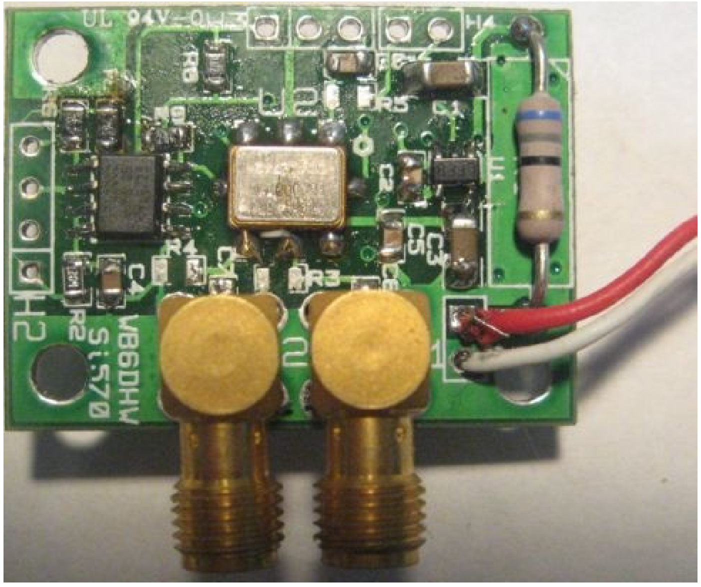
Frank Waarsenburg PA3CNO

Zo was hij tenminste al bijna een jaar aangekondigd, en de QRP gemeenschap keek dan ook reikhalzend uit naar de uiteindelijke release van het ontwerp. Ashhar Farnham heeft met dit ontwerp de BitX20 naar een nieuw niveau getild. En natuurlijk moest ik dat uitproberen. Dus na publicatie van het schema zijn alle onderdelen verzameld voordat we op expeditie naar Liechtenstein gingen, zodat er in de tijd dat er niet achter de set gezeten werd, alvast begonnen kon worden met de bouw van dit ontwerp. Inmiddels had ik me ook al aangemeld voor de mailing list en dat kwam me op gemiddeld 15 mails per dag te staan tot nu toe (1801 emails sinds 19 januari). Niet alle mails zijn even interessant, maar er zaten er toch wel een aantal tussen die helpen om althans de meest voor de hand liggende problemen op voorhand alvast te ondervangen. Mijn uitgangspunt was dat het geheel weer in het standaard kastje moet passen wat ik overal voor gebruik (zie PSK31 transceiver project) en daarom werden twee stukken printplaat meegenomen waarop de transceiver gebouwd moest worden. Past het op de print, dan past het in het kastje. In eerste instantie wordt de zaak opgebouwd volgens de dode kever methode, en als alles uitgeëngineerd is, dan gaan we eens kijken of er een print van te ontwerpen is. Want ik kan me zo voorstellen dat er meer amateurs zijn die een all-band CW/SSB transceiver in elkaar willen zetten voor onder de €100. Tijd om eens naar het initiële ontwerp te gaan kijken. Het schema vind je op de volgende bladzijde.



Merk op dat deze transceiver niet meer werkt met een afstemcondensator - een relikwie dat nog nauwelijks verkrijgbaar is. Er wordt gebruik gemaakt van de bekende Si570 oscillator chip, aangestuurd door een Atmega328P processor - en die gedraagt zich als een Arduino en kan ook als zodanig geprogrammeerd worden. De processor, Si570 en 2x16 LCD display zie je midden links op het schema. Merk ook op dat de Si570 gevoed wordt uit een 3,3V spanningsregelaar, maar verbonden is met de processor die op 5V loopt. Er wordt gebruik gemaakt van open collector uitgangen van de Atmega, waardoor die koppeling mogelijk is. De stuurlijnen van de Si570 liggen met pull-up weerstanden aan de 3,3V. Maak dus niet de fout de interne pull-ups van de Atmega te enablen, want dan frituur je je Si570 en dat is nou net het duurste onderdeel van de hele schakeling. En het moeilijkst te solderen ook nog, want het is een SMD component. Omdat ik niet wilde dat ik met dit soort experimenten mijn Si570 zou vermoorden, kocht ik voor 13 dollar een convertor bordje bij WB6DHW, voorzien van een Level Shifter, 3,3V voedings-IC en alle bijbehorende componenten. Voordeel is dat ik de Si570 er meteen op kon solderen. Nadeel is dat alle componenten eveneens als kippenvoer uitgevoerd zijn, en dat je

wel enige handigheid in het solderen van SMD componenten moet hebben om er iets fatsoenlijks van te maken.



Level shifter voor Si570

De Si570 kocht ik in de webshop van Funkamateur.de: zorg ervoor dat je de CMOS versie neemt! Anders werkt de zaak niet. Die kost daar €24,50 en maakt een significant deel van de prijs van de transceiver uit. De hele Atmega processor kost nog geen 3 Euro... Nu kan ik in elk geval geen fouten maken als ik aan het knoeien ga. Heb je veel zelfvertrouwen, dan kan je de Si570 dus rechtstreeks aan de CPU binden. Een 3,3V spanningsregelaar blijft uiteraard wel nodig.

Kijken we verder naar de werking van het geheel. We beginnen links boven bij de antenne-aansluiting. Van daar kan je door twee bandfilters, waarover straks meer. Vervolgens kom je op een KISS mixer terecht (Keep It Simpel, Stupid!). Die bestaat uit twee J310 FETs en twee trafootjes, en wordt aangestuurd door de Si570. Er is in de mailing list ontzettend veel gediscussieerd over die mixer. De voordelen van de mixer: Hij is relatief eenvoudig, goedkoop en heeft een lage conversion-loss (verlies wat je altijd hebt als je een signaal door een mixer heen jaagt). Nadelen: de signaalonderdrukking is ruk. En dan zeg ik het nog voorzichtig. Normaal dempt een gebalanceerde mixer tenminste één van de aangeboden signalen, maar door dit ding komt alles heen, met de nodige gevolgen zoals we straks zullen zien. Er gingen dan ook stemmen op om de mixer te vervangen door een SBL-1 of andere dubbelgebalanceerde ringmixer, maar dan stuit je op een aantal problemen: je moet +7dBm (50mW!) Local Oscillator (LO) signaal hebben, de poorten moeten netjes met 50 Ohm afgesloten zijn over het hele frequentiebereik (dus diplexers toepassen), de insertion loss neemt toe, en die dingen zijn niet goedkoop. Kortom: je maakt de zaak een hoop complexer. Mijn insteek was om eerst maar eens te zien hoe erg het allemaal zou zijn, en dan te zien wat eraan te doen was. Overigens zit er in de signaalweg tot na het kristalfilter geen versterking! Dat komt het sterk signaalgedrag ten goede, maar bijna alle versterking vindt dus in het laagfrequent plaats - iets waar de BitX ook al aan leed. Na de mixer volgt dus het kristalfilter met in dit geval 8 kristallen, waarvan er aan het begin en eind van het filter twee parallel staan.

Voor de BitX-ers onder ons volgt nu een bekend stukje: een Bi-Directionele versterker. Bij ontvangst komt het signaal binnen op de emitter van Q3. Dat is dus een transistor in geaarde basisschakeling; die ligt voor hoogfrequent met 100n aan de wereld. Q3 is de enige tor die hier versterkt; Q4 en Q5 zijn slechts emittervolgers voor impedantie aanpassing en buffering. Q8 is tijdens ontvangst stroomloos, de basis-emitter overgang dientengevolge gesperd en dus is de belasting van het geheel de 50Ω en 220Ω weerstanden in serie. 270Ω dus, en dat belast het signaal niet overdreven. Dan belanden we op een gebalanceerde mixer met twee 1N4148 dioden. Ook die kennen we uit de BitX20; alleen ontbreekt hier de potmeter voor de instelling van de balancering. In plaats daarvan wordt aangeraden om uit een zak dioden er twee zodanig te selecteren dat de doorlaatspanning zo dicht mogelijk bij elkaar ligt. Dan zou de uitbalancering van het signaal zonder afregeling optimaal moeten zijn. De mixer wordt gevoed door de zijband oscillator waarvan twee trimmers door een relais omgeschakeld worden voor de twee zijbandfrequenties voor USB en LSB.

Q9 is de oscillator en Q10 de emittervolger-buffer. Q11 is "slechts" de relais driver.

Aan de voet van de mixer vervolgen we onze reis naar de emitter van Q14. Alles wat er verder aan de signaalweg hangt, staat tijdens ont-vangst uit en doet alleen dienst als parasitaire belasting. Q14 staat weer in geaarde basisscha-keling, maar Q15 versterkt hier ook. Q13 doet alleen dienst als "soft start" bij het inschakelen van de transceiver. Via een relais waarvan de functie straks duidelijk wordt, komen we op de met discrete componenten (Q16, Q17, Q18) opgebouwde laagfrequent eindversterker.

Kijken we nu naar de zend-signaalweg, dan valt als eerste op dat de PTT (Push To Talk) knop zowel aan pootje 5 van de processor zit als via een weerstand van 4k7 aan de basis van Q23, die op zijn beurt via Q24 het zend-ontvangst relais bedient. Op die manier kan de processor zien wanneer de spreeksleutel is ingedrukt en daar eventueel in de software iets mee doen. De microfooningang zit meteen onder de PTT en aan de weerstand van 4k7 naar de plus kan je afleiden dat deze bedoeld is voor een electret microfoon. Q19 versterkt het signaal en via de 1uF condensator aan de collector komt het sig-naal op de gemeenschappelijke signaalweg. Daarbij komt het ook op de LF versterker terecht met Q13-Q15, maar omdat het zend-ontvangst relais nu is aangetrokken, loopt het signaal aan de collector van Q15 nu dood op een open contact. Aldus komen we weer aan de voet van de gebalanceerde mixer met de twee 1N4148's terecht, waar een dubbelzijband signaal ontstaat op de kristalfrequentie. Doordat er nu spanning op de +T lijn staat en niet meer op de +R lijn, gaan we nu bovenlangs door de bi-directionele versterker via Q6 (weer de enige die versterkt) en emittervolgers Q7 en Q8 richting kristalfilter, die de gewenste zijband doorlaat naar het filter met de FETs. En via één van de twee Low-Pass filters zijn we dan bij de antenneplug.

In CW gebeurt er iets bijzonders. De CW-key zit uitsluitend aan pootje 24 van de processor. Die "ziet" dus als de seinsleutel bediend wordt. Het is de software die verder voor de afhandeling van key-down zorgt: allereerst verandert de processor de functie van pootje 5 van ingang naar uitgang, en bedient nu zelf het zend-ont-vangst relais door de basis van Q23 laag te maken, waardoor Q24 het relais bekrachtigd. Daarnaast voorziet hij nu ook met pootje 6 Q20 van basisspanning. En als goed kijkt, zie je dat dit een laagfrequent oscillatortje is waarvan het audio via de bovenste 1k weerstand via de gemeenschappelijke signaalweg richting de mixer gaat, maar tevens via de onderste 1k weerstand via het aangetrokken zend-ontvangst relais naar de laagfrequent eindversterker voor de side tone! Feitelijk wordt CW dus gemaakt door de in de basis als SSB transceiver uitge-voerde schakeling van een toontje te voorzien.

Zoals je ziet, gebeurt er na de mixer richting de antenne helemaal niets aan versterking. In dit ontwerp zit dan ook geen HF vermogensverster-king: dat wordt aan de bouwer overgelaten, maar daarover in een ander artikel meer. De twee Low-Pass filters zijn een wezenlijk onder-deel van het ontwerp. In het ontwerp wordt bovenmenging toegepast, wat wil zeggen dat de frequentie van de Si570 boven de te ontvangen en zenden frequentie werkt. In dit geval 20MHz erboven. Het gevolg daarvan is dat de frequentie 20MHz niet ontvangen kan worden. Daar zit dus een gat in het doorlopende bereik van 1-30MHz. Dat had je op kunnen vangen door de middenfrequent boven de hoogste ont-vangstfrequentie te kiezen (hier 30MHz), maar daar zijn kristallen in basisresonantie vrijwel niet te koop, en als ze er al zijn, zijn ze zeker niet goedkoop. En dat is natuurlijk een belangrijk argument. Vandaar dat voor kristallen gekozen is waarbij de basisfrequentie zo hoog mogelijk ligt zonder dat het veel geld kost. De concessie is dat je op 20MHz niet kunt ontvangen.

Zoals ik al schreef, is de signaalonderdrukking van de KISS mixer met de twee FETs niet om over naar huis te schrijven. Er komt dus een significant deel van de keiharde Si570 signaal in de signaalweg terecht. Aan de rechterkant stopt het kristalfilter dat wel af, maar naar links zitten

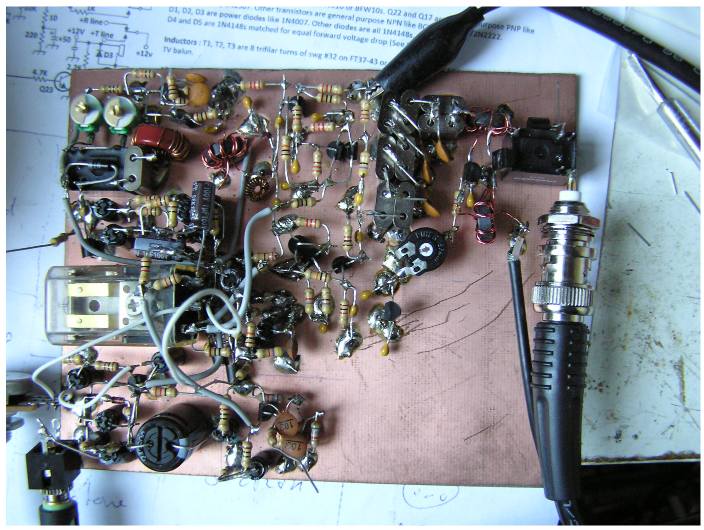
uitsluitend de twee LowPass filters. Het belang daarvan is als volgt.

Het bovenste LP-filter snijdt alles af boven 15MHz. Bij 15MHz loopt de Si570 20MHz (de middenfrequent) hoger, dus op 35MHz. Die 35MHz komt ook op het LP-filter terecht maar valt netjes in de stopband. Bij de laagste amateurfrequentie van 1.8MHz loopt de Si570 op 21.8MHz en ook dat valt in de stopband. Signalen van 20MHz die via de antenne-aansluiting binnenkomen, vallen eveneens in de stopband en worden verzwakt. Daarnaast wordt ook het 20MHz MF-signaal dat gemengd wordt in de mixer en doorlekt naar het filter, verzwakt. Omdat 20MHz relatief dicht bij 15MHz ligt, moet het filter vrij steile flanken hebben om bij 20MHz al voldoende onderdrukking te hebben. Vandaar dat er een 11-polig filter is gebruikt (een filter"pool" is een frequentiebepalend component, dus een condensator of een spoel). Dat werkt in de praktijk behoorlijk goed zoals we zullen zien.

Het onderste filter heeft een afsnijfrequentie van 30MHz. Dat filter wordt door de software vanaf 15MHz ingeschakeld. Dan loopt de Si570 nog maar op 35MHz en dat zit voor een 30MHz filter wel een beetje op het randje, zeker omdat dit filter maar als 9-polig filter is uitgerust. Bij 30MHz loopt de Si570 op 50MHz en dat wordt voldoende onderdrukt. Maar een veel groter probleem is dat 20MHz nu in de doorlaat valt. Daarmee kunnen MF-signalen ongehinderd naar binnen en naar buiten en beiden zijn uitermate ongewenst. Dus is in het filter voorzien van drie zuigkringen met een trimmer van 22pF en een spoel van 3uH, waarmee 20MHz signalen kortgesloten worden. Vandaar dat de filters redelijk cruciaal zijn. Alle rommel die er immers doorheen komt, verstiert óf je ontvangst, óf komt in je eindtrap terecht en wordt meeversterkt. Je hoeft geen ingenieur te zijn om te snappen dat als je op 21MHz (de 15m-band) aan het versterken bent met een breedband versterker, die versterker met 20MHz ook geen probleem zal hebben. Die 20MHz moet er dus wel uit, om binnen de machtigingsvoorwaarden te blijven.

De bouw

Tot zover het theoretische gereutel, maar ik vind dat je toch een beetje moet begrijpen wat er in deze transceiver gebeurt en waarom. Voor de bouw maakte ik gebruik van mijn schier oneindige voorraad dubbelzijdig printplaat waarvan een stuk op maat werd gezaagd zodat het in mijn favoriete behuizing zou passen. Ongeveer 10x12cm. Daarmee is het bouwoppervlak dus meteen bepaald. Op een stukje papier tekende ik ruwweg de plaatsing van de verschillende functieblokken (mixers, kristalfilter, LF eindtrap, LF voortrap, side tone generator, bi-directionele versterker, LP-filters) zodanig dat ze op elkaar aansluiten en ik niet met draden over moest gaan steken. Aldus werd in Liechtenstein begonnen met het opbouwen van de transceiver.



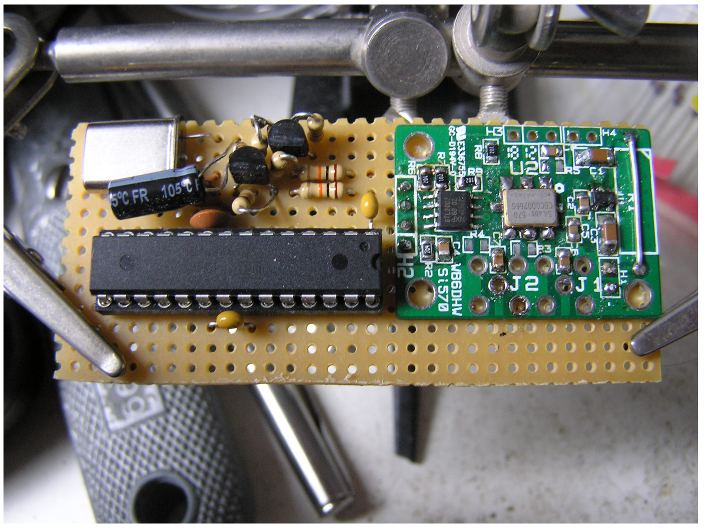
De transceiver nog zonder de filters. Het grofstoffelijke zend-ontvangstrelais uit de junkbox nam relatief nogal veel ruimte in beslag...

In eerste instantie werd getest zonder de frequentiefabriek; rechts zie je dat de antenne rechtstreeks is aangesloten op het relais dat de twee LP-filters om moet gaan schakelen. Daar meteen links naast zie je een coaxkabeltje dat met de mixer verbonden is en die het Local Oscillator (LO) signaal aanvoert vanuit mijn HP606 meetzender. Alle overige signalen die normaal vanuit de processor komen, werden hard bedraad naar hun respectievelijke niveau's (zo zie je links boven de twee trimmers voor USB en LSB met het omschakelrelais).

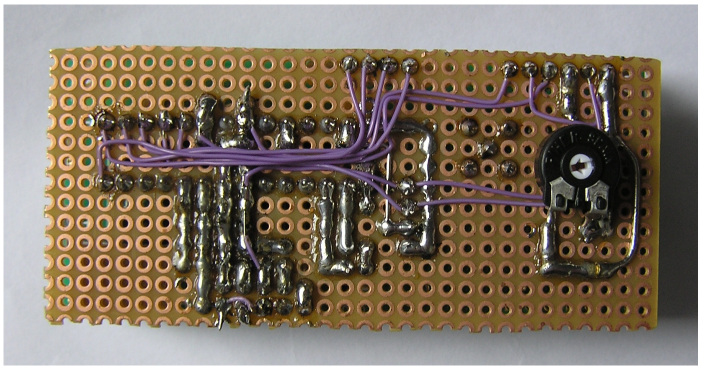
Volgens Ashhar Farnham is afregelen heel eenvoudig en behoeft geen meetapparatuur. Ik weet natuurlijk niet hoe handig je wordt bij gebrek aan dure spullen, maar ik heb mijn twijfels. Om te beginnen heb ik als eerste de bandbreedte van mijn kristalfilter bepaald. Je wil toch weten waar de flanken zitten om daar de zijband oscillator op af te regelen. Vooral met een toontje van 700Hz voor CW moet je echt op de flank zitten, anders zend je twee signalen uit: een 700Hz boven en een 700Hz onder de frequentie op het display. De ongewenste zijband wordt dan immers niet tegengehouden door het filter. Mijn filterbandbreedte kwam op 4.8kHz en ik vond dat teveel, zelfs voor SSB. Daarom vergrootte ik de condensatoren in het kristalfilter van 100pF naar 150pF en nu is de bandbreedte ongeveer 2.7kHz op de -3dB punten. De trimmers van de zijbandoscillator werden afgeregeld op die -3dB punten, zodat de ongewenste zijband goed onderdrukt wordt. Alleen klonk het allemaal voor geen meter, tot ik me realiseerde dat door de bovenmenging de zijbanden omgewisseld worden! Stel je zit op 7100kHz. Daar gebruiken we LSB dus loopt het 3kHz brede spraakkanaal van 7100-7097kHz. Bij ontvangst loopt de LO op 27100 (20MHz hoger). Dat wordt gemengd met het antennesignaal en het resultaat is:
Geen modulatie: 27100-7100=20000kHz
3kHz modulatie: 27100-7097=20003kHz
Dus als de ontvangstfrequentie omlaag gaat, gaat de middenfrequentie omhoog, en draait de zijband om! Het duurde even voor ik dat door had. Maar daarna klonk de ontvanger helemaal niet onaardig, en met de meetzender kon ik het hele frequentiebereik van 1-30MHz doorlopen zonder problemen.

De frequentiefabriek

Nu we zover gekomen zijn moet eerst de besturing maar even gemaakt. Die maakt gebruik van een Atmega328P processor en daardoor kan voor de programmering gebruik gemaakt worden van de vrij verkrijgbare Arduino ontwikkelsoftware. De brokken software voor Arduino's worden 'sketches' genoemd, en die benaming hou ik ook maar aan. Ook hier legde ik mezelf een ruimtebeperking op: ik nam een stukje experimenteerprint ter grootte van het 2x16 karakter LCD en besloot dat alles daar maar op moest passen. Alles, dat is het printje met de level converter en de Si570, de processor, plus de RS232 interface waarmee straks de software te laden en te wijzigen is. Het display kan dan straks gesandwiched worden met het processor bord zodat een compact geheel ontstaat. Daarom moest ik voor het display nog een randje vrij laten voor de aansluitingen. En dat is vrij aardig gelukt.



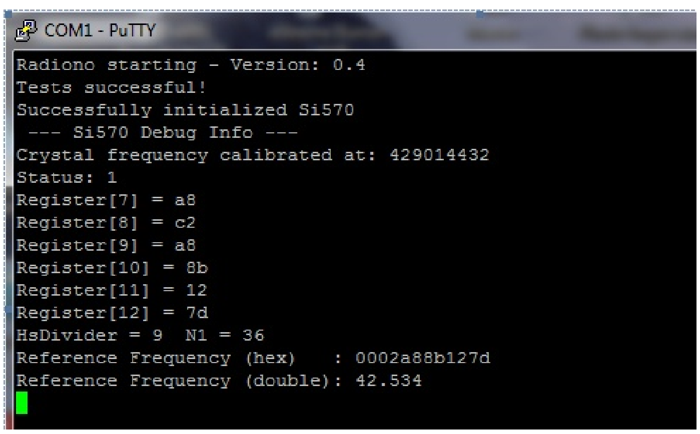
Processorbord in de steigers. De level converter is met draadjes doorverbonden met de experimenteerprint, waaronder de gebruikte SMA-connectoraansluiting. De componenten naast het kristal zijn voor de RS232 conversie (Q21 en Q22 plus componenten).



Mijn favoriete opbouw van digitale schakelingen: met historisch Wire-Wrap (teflon) draad. Verbrandt niet, stroopt niet op en laat zich makkelijk verwerken. De instelpotmeter is voor het afregelen van het contrast van de LCD. Let op de doorgesoldeerde SMA connector naast de potmeter, vanuit het Si570 bordje.

Nog even een woord over de processor. Het was mijn eerste ervaring met een Arduino processor. Wist ik veel. Ik dacht dat die dingen

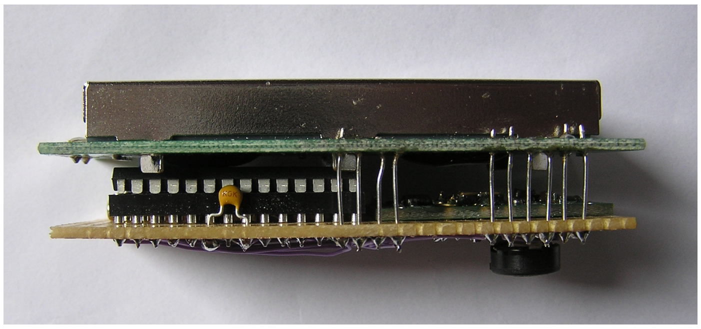
standaard geleverd werden met bootloader; een programmaatje waarmee je dan weer andere software, zoals sketches, in de processor kunt laden. Hoe naïef kan je zijn. De chips worden geheel leeg geleverd. Die bootloader moet je er dus ook zelf eerst inzetten. Gelukkig had Robert PA2RDK een Arduino Uno bordje voor me te leen. Ten eerste zat daar al een Atmega328P met bootloader op zodat ik die kon gebruiken om te testen. Maar tevens is dat Arduino bordje geschikt om een lege Atmega328P van een bootloader te voorzien. Dat kan op twee manieren: De bestaande processor gebruiken om daarmee een andere processor te programmeren. Daarvoor is een breadboard wel handig omdat je een paar touwtjes tussen Arduino Uno en de lege processor moet leggen. En dat heb ik niet. De tweede methode is dat je de lege Atmega328P in het Arduino bordje stopt, en deze ICP (In Circuit Programming) voorziet van de bootloader. Maar daar heb je een USBASP programmer voor nodig. Maar die had ik wél, ooit gekocht om de controller van mijn TriCopter te updaten. Nadat de processor van een bootloader was voorzien, kon ik inderdaad via de RS232 beeld krijgen. Ik had de originele sketch er meteen ook maar ingeblazen toen de processor toch al in het Arduino bordje zat. En als je dan een computer met de RS232 aansluiting van de Minima verbindt, geeft deze debug informatie tijdens het opstarten. En daarmee heb ik een indicatie dat het geheel start en ook de RS232 werkt.



Debug informatie van de processor

Wat ook uit de debug informatie blijkt, is dat de processor communiceert met de Si570 chip. Het adres van de chip is 55H en dat is tegenwoordig vrij standaard. We hebben echter ook wel eens Si570's gehad waar dat 50H was (ik dacht uit Amerika vandaan) en als de adressering niet klopt, praat de chip niet met de processor. Gelukkig is het adres een variabele in de software en dus makkelijk te wijzigen, mocht dat noodzakelijk zijn.

Programmeren via de RS232 ging echter voor geen meter. Alweer: mijn eerste ervaring, dus je moet alles ondervinden. Wat blijkt: je kunt niet zomaar software naar die processor schieten, omdat hij niet op zijn RS232 staat te kijken als dat niet als zodanig geprogrammeerd is in de sketch. En dat is het niet. Na een reset kijkt de bootloader een paar seconden naar de RS232, en als daar niets herkenbaars gebeurt, start de sketch. In die paar seconden moet je dus tegen die bootloader gaan praten. Maar druk je in de Arduino software op "upload", dan gaat hij eerst op zijn gemak staan compileren, en uiteindelijk besluit hij een keer om te gaan uploaden. Druk je dan op het juiste moment op de reset van de Minima processor, dan heb je kans dat de zaak gaat uploaden. Wat een geklooi. Dus vriend Google maar eens geraadpleegd en daar vond ik dat als je via RS232 programmeert (bijna iedereen gebruikt tegenwoordig USB), je de DTR (pin 4 op de DB9 connector) met 100n aan de RST (reset) van de processor kunt knopen. Die RS232 signalen zwabberen tussen de -12 en +12V, maar de RST lijn van de processor wordt ook voor programmeren gebruikt en is één van de weinige lijnen die tegen meer dan 5V kan. En dat werkt als een zonnetje. Op het moment dat de Arduino software uitgecompileerd is en tegen de RS232 wil gaan praten, activeert de software de DTR lijn op de RS232 interface. Dat reset de processor en die komt dan keurig in zijn bootloader op het moment dat de software wil gaan uploaden. En zo willen we het graag zien. Nu dit stukje communicatie werkt, kan het processorboard samengebouwd gaan worden met het display. Want de processor komt tegen het displaybord aan zodat de koperkant bereikbaar blijft. Dat soldeert wel makkelijk, maar door die constructie krijg je nooit de processor meer uit het voetje.



Processorbord gesandwiched met het display, wat met slechts 4 datalijnen aangestuurd wordt. Daarom ontbreken er 4 draadjes in de doorverbindingen. Zoals gezegd: die processor krijg je er zo nooit meer uit.

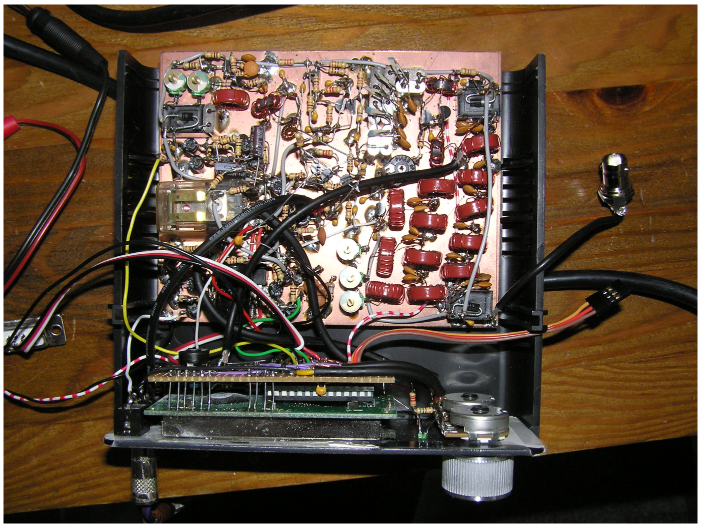
Toen begon het vervelende werk: het leggen van stapels draden. Voor het aansturen van LSB/USB. Voor de PTT. Voor de CW key. De omschakeling van de LP filters. De afstemming. Want die gebeurt op een bijzondere manier: de afstempotmeter is aangesloten op een analoge ingang van de processor, en deze vertaalt de gemeten waarde naar een getal waar we mee kunnen werken. Staat de potmeter in de middenstand, dan gebeurt er niets. Hoe verder je de potmeter uit het midden draait, hoe groter de frequentiesprongen die gemaakt worden. Uit de software bleek dat de stappen variëren van 10Hz als kleinste tot 1MHz als grootste stap, in de stappen 10, 30, 100, 300, ... 1MHz. Omdat bij grote frequentieveranderingen de delay 300ms is om de Si570 te laten stabiliseren, kan je dus maximaal 3MHz/seconde in frequentie wijzigen. Je bent dus binnen 10 seconden ons hele HF spectrum door. Deze manier van afstemmen is wel even wennen. Ik had zoiets al eens eerder toegepast, dus ik kan er redelijk mee omgaan. Maar mede-amateurs die het tijdens een clubavond eens probeerden, hadden er toch wel moeite mee. In de mailinglist lees ik dat er een groep amateurs aan het kijken is of/hoe er een rotary encoder in geplaatst kan worden, waarbij je dan met een drukknop door de banden heen kunt stappen. Het is maar waar je voorkeur naar uitgaat.

Uiteindelijk was alles aangesloten en kon de spanning erop. Ook de twee filters waren inmiddels opgebouwd op de print, zodat de 20MHz onderdrukking ook afgeregeld kon worden.



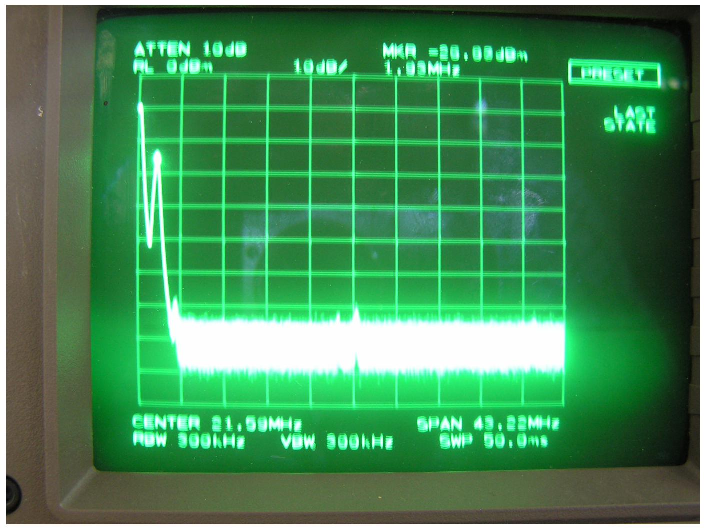
De maiden test!

Na spanningsloos geweest te zijn, komt de set altijd terug op 14.200MHz. Hij onthoudt dus niet waar je was. Aan de andere kant: dat kan je zelf in de software aanpassen, zodat hij op jouw huisfrequentie inschakelt. Ik heb het maar even zo gelaten. Wat je op het display ziet, is het volgende: de software voorziet in twee VFO's: A en B. Hij geeft nu aan dat VFO A geselecteerd is. Dat kan je omschakelen door twee keer kort achter elkaar op de Functie knop te drukken. Druk je maar één keer, dan schakelt de RIT aan of uit. Althans, dat verschijnt op het display, want het is in de software helemaal niet geïmplementeerd... Dat komt wel als de set eenmaal werkt. Voor de foto heb ik even op het knopje gedrukt. Op de tweede regel zie je welke zijband hij gebruikt; die schakelt trouwens bij 10MHz automatisch om van LSB naar USB en vice versa. Hoef je niet aan te denken. Vervolgens zie je de mode (RX/TX) en wat voor frequentiestappen hij denkt te gaan nemen (SML voor kleine stappen, BIG voor grote stappen; 100kHz of meer). Ik heb hier de software al wat gewijzigd. De frequentie-aanduiding was in eerste instantie 14.2000, dus 100Hz resolutie. Nou zat er een probleem in de Si570 driver, waardoor de kleine stappen niet verwerkt werden. Je kreeg dus bij afstemmen een soort toonladder effect, en dat was erger naarmate je hoger in het spectrum zat. Nadat ik die fout hersteld had, wilde ik toch dezelfde resolutie als mijn FT857 en er is voldoende ruimte op het display, dus waarom niet. Nu geeft hij dus 10Hz resolutie, met een extra punt ertussen. En dat is het voordeel van open source: je kunt er zelf lekker in wroeten. De bedieningsorganen zijn allemaal herkenbaar, behalve waarschijnlijk het schakelaartje "wide-narrow". Dat is voor een toekomstig notchfilter voor CW wat ik wil maken.

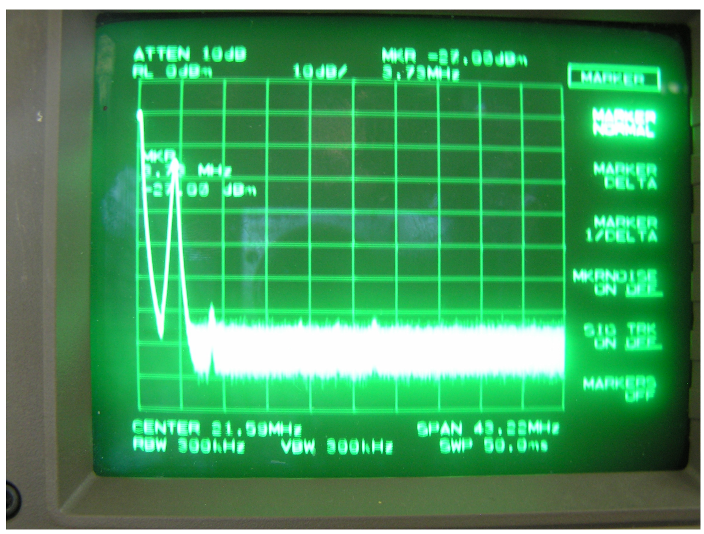


De set met de filters nu ingebouwd. Links ligt de RS232 connector aan een bandkabeltje. Het bandkabeltje rechts moet straks de bandfilters van de zender omschakelen. De BNC is de antenne aansluiting.

Tijdens het testen bleek dat het CW signaal veel te zacht was. Dat wordt natuurlijk afgenomen over het 10Ω weerstandje in de emitter van Q20 en dat is gewoon niet genoeg. Wel voor de side tone, maar niet om de zender te moduleren. Wat ik uiteindelijk gedaan heb is een weerstand van 22k van de collector van Q22 in serie met een 100n condensator naar de ingang van de microfoonversterker gevoerd (basis Q19) en nu heb ik voldoende signaal. Tevens vergrootte ik de 10Ω weerstand naar 22Ω zodat de sinus wat fraaier van vorm wordt. 47Ω gaf een nog fraaier beeld, maar ik ben er niet meer zo zeker van dat de oscillator dan betrouwbaar start. Dat die sinus een beetje mooi is, is belangrijk. Een vervormde sinus heeft namelijk harmonischen. En stel je voor dat de tweede harmonische 20dB onder de grondfrequentie zit, dan is dat op 1400Hz nog altijd 1% van het vermogen. Dat lijkt weinig, maar stel dat je de output van dit QRP zendertje straks in een lineair gaat stoppen waar 100W uitkomt. Dan wordt er 700Hz naast de hoofddraaggolf nog een extra toon geproduceerd waar 1W in gaat zitten! Ik heb met minder wel verbindingen gemaakt. En een tegenstation met een fatsoenlijk CW filter (500Hz of minder, in mijn FT857 zit een 300Hz Inrad filter) hoort helemaal niet eens dat je eigenlijk 700Hz verder zit, en begrijpt niet waarom je hem niet hoort! Dat is een nadeel van CW maken met behulp van een SSB zender en een sinus toontje. De sinus moet érg schoon zijn. En toen was het tijd om eens te kijken wat er zoal gebeurt. Gert PE0MGB was zo vriendelijk mij zijn spectrum analyzer te lenen. Daarmee was ik in staat om te beoordelen wat er precies aan de uitgang gebeurt. Volgens Ashhar zou er 1mW (0dBm) uit moeten komen, maar volgens de spectrum analyzer kwam ik niet eens in de buurt. Ik begon al aan mezelf te twijfelen, maar contact met Ashhar zelf wierp licht op de zaak: dat moest hij nog wijzigen in de tekst op zijn website, want dat klopt niet. De uitgangssignalen zitten meer ergens rond gemiddeld zo'n -33dBm. Dat is 0,5µW! Oei... Als ik dat naar 5W (37dBm) moet brengen, heb ik dus 70dB gain nodig. Dat is 10 miljoen maal vermogensversterking! Eerst maar eens kijken wat er door de filters heen komt.

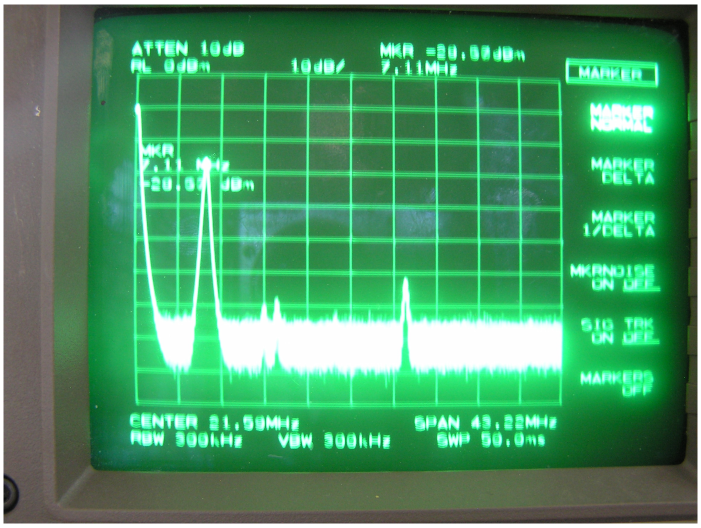


Hier zie je het spectrum van het 1,8MHz signaal. Ruwweg -26dBm signaal, en in het midden is op ruim -70dBm nog een spoortje 20MHz midden-frequent te zien. Ook de 2e harmonische zit op -68dBm. Mooi!

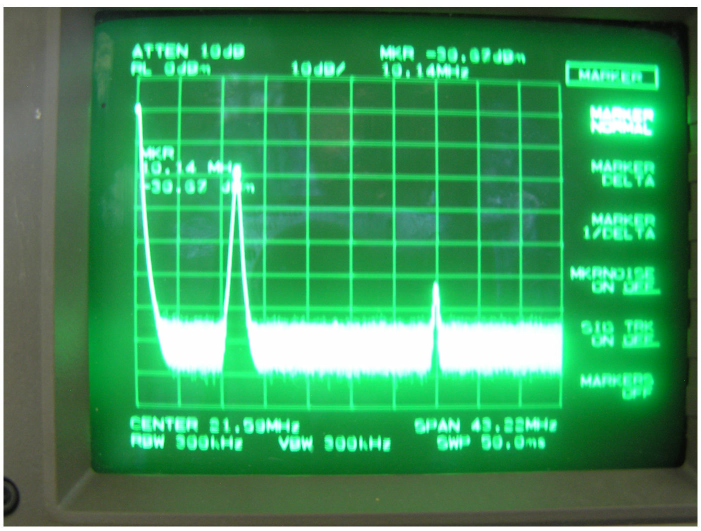


3,6MHz. Vrijwel hetzelfde beeld.

160m en 80m geven een vrij schoon beeld zoals je ziet. Realiseer je echter wel dat de tweede harmonische op -68dBm wel fraai lijkt, maar dat dat maar ca. 40dB scheelt ten opzichte van de -28dBm op 80m. Dat voldoet maar nét aan de machtigingsvoorwaarden. Gelukkig filtert de eindtrap straks ook... Kijken we naar de rest:

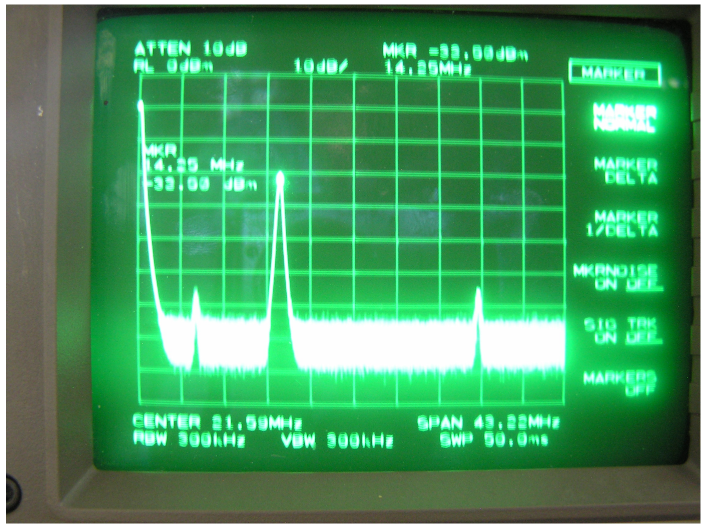


7MHz. Nu duikt plotseling de LO op 27MHz op in het plaatje, op slechts een dikke 30dB van de carrier. De tweede harmonische is weer ongeveer 40dB down.

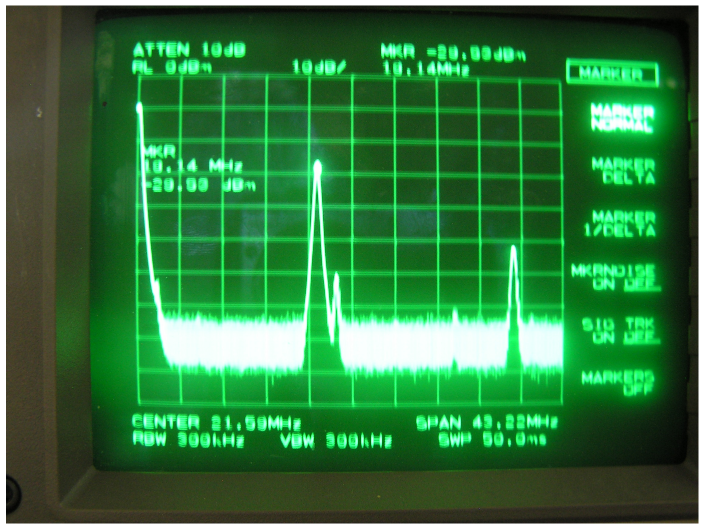


10MHz. Van de tweede harmonische is niets te zien, maar wel weer de LO op 30MHz die maar 30dB onder de carrier ligt.

Het is natuurlijk een beetje vreemd dat de LO boven de 3.6MHz ineens opkomt. Gelukkig zit die zo ver weg, dat als er nog wat van door de eindtrap komt, het daar wel in de filters zal verdwijnen, vooral omdat de filters daar in meer bereiken zijn onderverdeeld. In dit geval snijdt het filter in de eindtrap boven 11MHz af, en zal van die 30MHz niet veel overblijven.

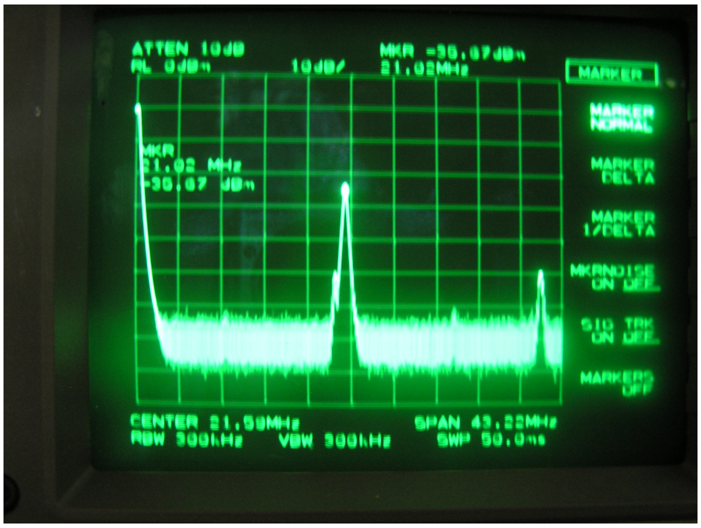


Op 14MHz ontstaat een mengproduct ergens rond de 5,6MHz. Dat is vervelend, want dat valt binnen alle Low Pass filters en gaat dus onverzwakt de eindtrap in - en ook daar door de filters. Slechts een dikke 30dB onder carrier, dus moeten tuner en/of antenne 10dB dempen.

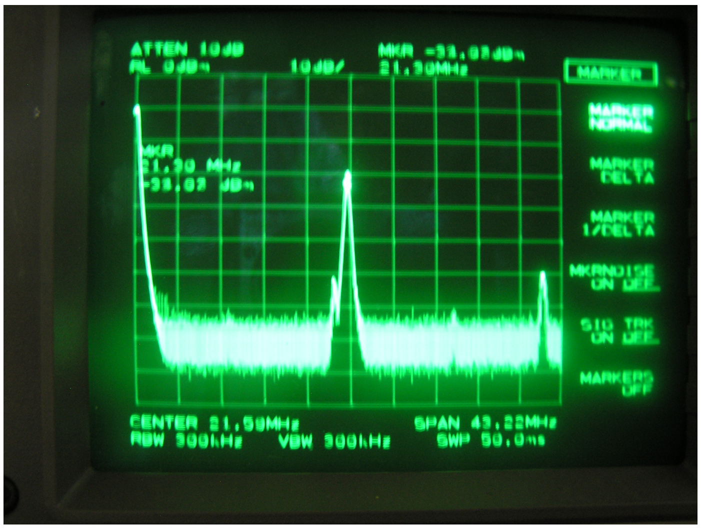


18MHz. Zoals verwacht beginnen de problemen boven 15MHz. Het 30MHz LP filter is nu ingeschakeld. Op -60dBm komt nu de MF naar boven, en die zal overal boven de 15MHz zo blijven. De tweede harmonische van 18MHz zit maar net op de flank van het 30MHz filter en is maar krap 20dB onder de draaggolf...

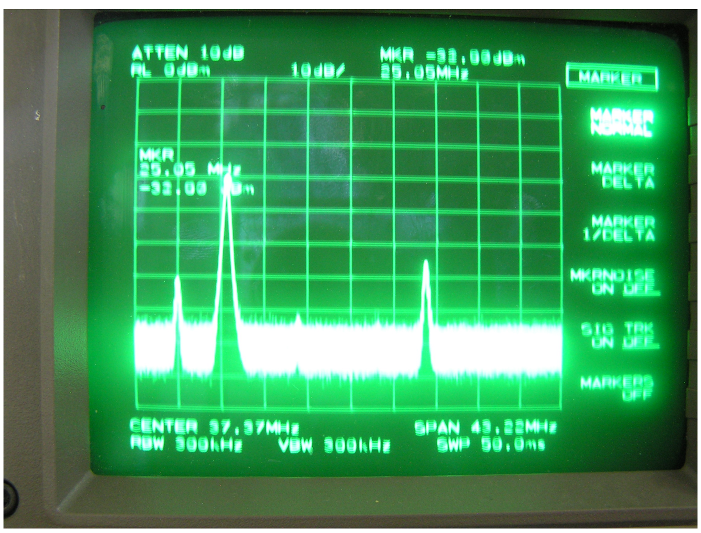
De onderdrukking van de 20MHz middenfrequent is het best af te regelen op het gehoor. Ik injecteerde 20MHz met mijn meetzender en regelde de drie trimmers op minimaal volume af. Dat ging zo goed, dat 0dBm in slechts een zwak fluittoontje in de ontvanger gaf. Ik heb ook geprobeerd om het paaltje op de spectrum analyzer zo klein mogelijk te maken, maar bij die lage signaalsterktes danst de marker nogal, en is een minimum niet goed te bepalen. Op het gehoor ging eigenlijk nog het best.



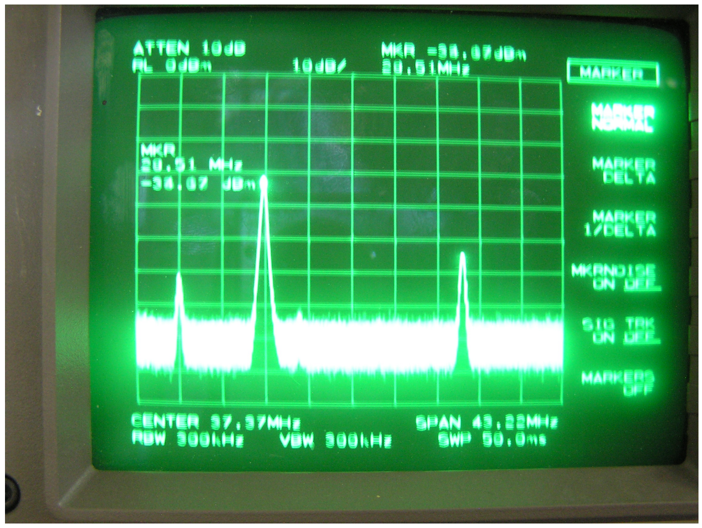
21.020MHz. Hier zit je vlak tegen de 20MHz MF aan, en de verzwakking van de zuigkringen wreekt zich nu op de output: slechts -35dBm.



Quod erat demonstrandum: in het phone gedeelte op 21.300MHz neemt het signaal met maar liefst 3dB toe! (-32dBm) En dat is toch een factor 2 in vermogen, alleen maar door 300kHz op te schuiven.



24,9MHz. De frequentieschaal is hier wat opgeschoven om de LO binnen beeld te houden. Carrier op -32dBm, een zorgelijke 28dB boven MF.



28MHz. De output daalt ook hier naar rond de -34dBm, waarbij de MF nog maar op 26dB afstand van de carrier ligt.

Wat kunnen we concluderen uit deze tsunami van analyzer plaatjes? Eigenlijk dat het maar tot 15MHz goed werkt. Daarboven wordt de MF feitelijk onvoldoende onderdrukt om aan de machtigingsvoorwaarden te voldoen. Je zit natuurlijk met een afschuwelijk dilemma dat je 18 en 21MHz nog door wil laten, terwijl je 20MHz wil onderdrukken. Berekenen we de -3dB bandbreedte bij een Q van 12 (een normale waarde voor een filterspoel), dan zijn de frequenties 19.184 en 20.85MHz. En dat klopt wel, gezien de demping op 21MHz. Filteren op 20MHz heeft invloed op het CW gedeelte van de 15m band. Gebruik je de Minima als echt QRP zendertje, dan zal het allemaal nog wel loslopen met QRM. PLC's en andere lichtnet-communicatie-apparatuur veroorzaken wel meer ellende. Met 70dB versterking komt de MF op +10dBm en dat is 100mW. De ERP zal dan nog veel minder zijn, omdat de antenne niet aan zal passen op die frequentie en/of dat de antennetuner er nog wel het een en ander uitfiltert. Maar hier een lineair achter zetten is eigenlijk uit den boze - tenminste boven 15MHz. Nu eerst eens zien hoe we 70dB versterking voor elkaar krijgen om aan de 5W (+37dBm) te komen. Als dat allemaal geregeld is, kunnen we aan de software gaan sleutelen om de transceiver naar eigen smaak aan te passen. Tot slot: de gemeten ontvanger gevoeligheid is best redelijk: ik hoor 1uV nog in de ontvanger; 3uV is comfortabel. Volgende keer meer over de eindtrap en de resultaten.